Untersuchung des Leistungseinsparungspotentials von mobilen Kommunikationsendgeräten durch betriebsabhängige Steuerung

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

zur Erlangung des Grades

DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von

Peter Spies

Erlangen 2010

Als Dissertation genehmigt von
der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung:	24.03.2010
Tag der Promotion:	15.07.2010
Dekan:	Prof. Dr.-Ing. Reinhard German
Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. Heinz Gerhäuser
	Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand aus den Ergebnissen meiner Arbeiten am Fraunhofer Institut für Integrierte Schaltungen IIS. Ich danke Herrn Professor Dr.-Ing. Heinz Gerhäuser für seine Betreuung und die Übernahme des Erstgutachtens. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel für die Übernahme des Zweitgutachtens.

Bedanken möchte ich mich weiterhin bei meinem Abteilungsleiter, Herrn Dr. Günter Rohmer für die Idee und die Unterstützung dieser Arbeit. Auch danke ich all meinen Kollegen am Fraunhofer IIS für die unkomplizierte und fachliche Unterstützung, vor allem Herrn Frank Förster, Herrn Dr. Frank Oehler und Herrn Gerald Ulbricht.

Schließlich möchte ich meiner Frau Christine und meinen Kindern Marie und Vincent für ihre Geduld und Unterstützung danken.

Kurzfassung

Mobile, elektronische Endgeräte wie Mobiltelefone, PDAs, Laptops oder Datenerfassungsgeräte enthalten zur Deckung ihres Energiebedarfs meist einen Energiespeicher in Form einer Batterie. Die immer weiter steigende Funktionalität dieser Geräte steht auf Grund des damit verbundenen zunehmenden Energiebedarfs im Widerspruch zur Forderung nach Miniaturisierung, Betriebszeitverlängerung und Kostensenkung. Es besteht daher ein erhöhter Bedarf, die nötige Verlustleistung von mobilen Endgeräten durch ein geeignetes Power-Management deutlich zu verringern um so den Energiespeicher und damit Gewicht, Volumen und Preis zu reduzieren, die Betriebszeit zu verlängern, neue Anwendungen möglich zu machen und zusätzliche Einsatzgebiete zu erschließen.

In dieser Arbeit wird eine kontinuierliche, betriebsparameterabhängige Regelung der Verstärkung des Empfängers zur Reduzierung der Verlustleistung entwickelt und untersucht. Mit Hilfe von zwei Hardware-Demonstratoren in Form von Empfängerketten für mobile, drahtlose Sendeempfänger sowie durch Modellierung und Simulation dieser Demonstratoren wird das mögliche Einsparpotential dieser Regelung bestimmt. Anschließend werden die Eigenschaften des Übertragungskanals in der Bestimmung des Einsparpotentials einer solchen Steuerung berücksichtigt. Es kann dadurch das maximale und das wahrscheinlichste Einsparpotential berechnet werden. Letztlich wird in dieser Arbeit der Einfluss der Weiterentwicklung von Halbleitertechnologien auf die Verlustleistung untersucht und quantifiziert. Dazu wird der Begriff der Technologieskalierung herangezogen und die skalierten Transistorparameter in der Simulation verwendet.

Die Ergebnisse dieser Arbeit zeigen, dass durch die vorgeschlagene Regelung ein Einsparpotential von über 30 % möglich ist. Weiterhin wird bewiesen, dass durch die Weiterentwicklung der Halbleitertechnologien das Einsparpotential dieser Regelung erhalten bleibt. Es erscheint daher sinnvoll, das entwickelte und untersuchte Konzept auch auf andere Sendeempfängerkomponenten anzuwenden.

Summary

Mobile electronic devices like mobile phones, PDAs, laptops or data loggers mostly exhibit an energy storage element like a battery to cover their energy demand. The increasing functionality of these devices and the related rise of power consumption are in conflict to the user requirement of miniaturization, prolonged operation time and low price. Therefore, a growing demand to minimize the energy consumption with an appropriate power management exists. This should achieve a shrinking of the energy storage and thus reduce weight, volume and price. Moreover, it will enhance the operation times and realize of new applications.

In this work, a continuous control of the amplifier gain depending on the operation parameters to reduce the power consumption is developed and investigated. With two hardware demonstrators in form of receiver chains for mobile, wireless transceivers and by modelling and simulation of these demonstrators, the possible energy savings of this control are determined. Afterwards, the properties of the transmission channel are considered in the estimation of the possible savings of such a control. In this way, the maximum and the most probable savings are calculated. Finally, the influence of the development of the semiconductor technologies is investigated and quantified. Here, the subject of technology scaling is introduced and the scaled transistor parameters are used in the simulation.

The results of this work show possible savings of more than 30 % with this control. Moreover, it is proofed that the semiconductor technology development does not cancel out the savings of the control. Thus, it is reasonable to extend this control concept to other components of the transceiver.

1 EINLEITUNG 1

2 STAND DER TECHNIK 7

2.1 LEISTUNGSVERBRAUCH IN MOBILEN EMPFÄNGERSCHALTUNGEN 8
2.1.1 Die verschiedenen Betriebsmodi 9
2.1.2 Darstellung des Leistungsverbrauchs 11
2.2 AKTUELLE POWER-MANAGEMENT VERFAHREN 13
2.2.1 Verwendung verschiedener Betriebsmodi 13
2.2.2 Regelung der Verstärkung des Empfängers 14
2.2.3 Regelung der Sendeendstufe 18
2.2.4 Verwendung von getrennten Versorgungsspannungen 24
2.2.5 Zusammenfassung 25
2.3 SYSTEME UND SCHALTUNGEN ZUR MESSUNG DER SIGNALLEISTUNG 26
2.3.1 Diodendetektor 27
2.3.2 Logarithmischer Verstärker 27
2.3.3 Thermische RMS-DC-Wandlung 30
2.3.4 Elektronische RMS-DC-Wandler 31
2.3.5 Vergleich und Gegenüberstellung 34
2.4 UNTERSUCHUNG DER KANAL- UND ZEITMULTIPLEXEIGENSCHAFTEN VON KOMMUNIKATIONSSYSTEMEN 35
2.4.1 Kanaleigenschaften 35
2.4.1.1 Ausbreitungsdämpfung und Abschattung 38
2.4.1.2 Lokale Mehrwegeeffekte 41
2.4.2 Zeitmultiplexeigenschaften und Sendeleistungskontrolle 48

3 NEUE MÖGLICHKEITEN DER VERLUSTLEISTUNGSREDUZIERUNG IN MOBILEN ENDGERÄTEN – EIGENE BEITRÄGE 53

3.1 ENTWICKLUNG VON MÖGLICHKEITEN UND ABLEITUNG VON ANFORDERUNGEN AN POWER-MANAGEMENT SYSTEME 56
3.2 UNTERSUCHUNG EINER EMPFANGSSIGNALABHÄNGIGEN VERSTÄRKERREGELUNG 63
3.2.1 Systemkonzept 63
3.2.2 Realisierung eines Demonstrators 64
3.2.3 Bauteilauswahl 69
3.2.4 Messergebnisse und Interpretation 70
3.2.4.1 RMS-DC-Wandler 70
3.2.4.2 900 MHz Empfänger 74
3.2.4.3 1800 MHz Empfänger 79
3.2.5 Zusammenfassung 82
3.3 MODELLIERUNG UND SIMULATION VON GEREGELTEN VERSTÄRKERN 84
3.3.1 Schaltungsanalyse und Simulation des Verstärkers 85
3.3.1.1 Beeinflussung der Vorspannung 88
3.3.1.2 Beeinflussung der Versorgungsspannung 98
3.3.1.3 Verstärker mit Anpassung 99
3.3.2 Simulation der Regelschleife mit Verstärker 103
3.3.3 Zusammenfassung 108
3.4 MODELLIERUNG UND SIMULATION IN DER EMPFÄNGERKETTE 109
3.5 BERÜCKSICHTIGUNG DER EIGENSCHAFTEN DES EMPFANGSSIGNALS 114
3.6 BERÜCKSICHTIGUNG DER SKALIERUNG VON HALBLEITERTECHNOLOGIEN 118

4 ZUSAMMENFASSUNG DER ERGEBNISSE 124

4.1 SYSTEME ZUR MESSUNG VON SIGNALLEISTUNG 124
4.2 EMPFANGSSIGNALSTÄRKEABHÄNGIGE VERSTÄRKERREGELUNG 124
4.3 REGELBARE VERSTÄRKER 124
4.4 EMPFÄNGERKETTE 125

4.5 EIGENSCHAFTEN DES EMPFANGSSIGNALS ... 125
4.6 SKALIERUNG VON HALBLEITERTECHNOLOGIEN ... 125

5 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK ... 126

6 ANHANG ... 129

6.1 ANALYSE DES LEISTUNGSVERBRAUCHS IN MOBILEN KOMMUNIKATIONSENDGERÄTEN ... 129
6.1.1 Leistungsverbrauch von prototypischen Empfänger-Schaltungskomponenten ... 130
6.1.1.1 Eingangsverstärker ... 130
6.1.1.2 Mischer ... 132
6.1.1.3 Zwischenfrequenzverstärker ... 133
6.1.1.4 Zusammenfassung und Schlussfolgerungen ... 135
6.1.2 Leistungsverbrauch von käuflichen Empfänger-Schaltungskomponenten ... 136
6.1.3 Zusammenfassung ... 138
6.2 PROTOTYPISCHE EINGANGSVERSTÄRKER ... 139
6.3 PROTOTYPISCHE MISCHER ... 144
6.4 PROTOTYPISCHE ZWISCHENFREQUENZVERSTÄRKER ... 148
6.5 KÄUFLICHE EMPFÄNGER-SCHALTUNGSKOMPONENTEN ... 151
6.5.1 Rauscharme Eingangsverstärker ... 151
6.5.2 Mischer ... 152
6.6 UNTERSUCHUNG DER WEITERENTWICKLUNG VON HALBLEITERTECHNOLOGIEN ... 154
6.6.1 Technologie-Roadmap für Halbleiter ... 154
6.6.2 Technologieskalierung ... 156

7 ABBILDUNGSVERZEICHNIS ... 163

8 VERZEICHNIS DER FORMELZEICHEN UND SYMBOLE ... 166

9 LITERATUR ... 169

1 Einleitung

Mobile, elektronische Endgeräte enthalten zur Deckung ihres Energiebedarfs meist einen Energiespeicher in Form einer Batterie. Die immer weiter steigende Funktionalität mobiler Geräte wie Mobiltelefone, PDAs, Laptops, drahtlose Sensoren oder Datenerfassungsgeräte stellt immer höhere Anforderungen an die Leistungsfähigkeit der dazugehörigen Elektronik und die Kapazität dieser Batterien. Vom Endverbraucher wird zusätzlich eine möglichst lange Betriebszeit gefordert, welche wiederum abhängig von Batterie und Elektronik ist. Außerdem führt der Trend von immer kleineren und leichteren Endgeräten auch zu der Notwendigkeit, die Batterieabmessungen zu verringern. Da die Abmessungen und das Gewicht von Batterien bzw. Akkus proportional mit der Kapazität abnehmen, stehen Volumen- und Gewichtsreduzierung im Widerspruch zu Funktionalitäts- und Betriebszeiterhöhung. Weiterhin beeinflussen die Größe und damit die Kosten der Batterie und so indirekt wieder der Leistungsverbrauch in entscheidender Weise den Preis des Endgeräts. Zusätzlich ist die Batterie ein Verschleißteil, welches auf Grund seiner Alterung frühzeitig ausgewechselt werden muss und so zusätzliche Kosten verursacht. Ein weiteres Problem der Verlustleistung ist die Wärmeentwicklung und die damit verbundene Notwendigkeit der Kühlung, was durch die Verwendung von Kühlkörpern wiederum zur Volumenvergrößerung führt. Zusätzlich wird die Problematik des Energiespeichers noch durch die Tatsache erschwert, dass die dazugehörigen Ladegeräte sperrig und selten zueinander kompatibel sind. So müssen immer mehrere Ladegeräte für die unterschiedlichen Endgeräte wie Mobiltelefon, PDA und Laptop mitgeführt werden, da auf Grund des hohen Energiebedarfs und der im Vergleich dazu geringen Kapazität von Akkus ein Nachladen schon nach wenigen Stunden Betriebsdauer notwendig ist. Es besteht also ein erhöhter Bedarf, die nötige Verlustleistung von mobilen Endgeräten durch ein geeignetes Power-Management deutlich zu verringern, um so Energiespeicher und damit Gewicht, Volumen und Preis zu reduzieren und die Betriebszeit zu verlängern.

Das betriebssystembasierte Power-Management in portablen Computern ist nicht für die Steuerung von komplexen Sendeempfängerbausteinen wie analoge RF-Komponenten und digitale Basisbandkomponenten mit ihren stark unterschiedlichen Anforderungen ausgelegt. Einzelne Verfahren dieser Leistungssteuerung für Computer sind zwar auch für Kommunikationsendgeräte einsetzbar, jedoch wären diese bei weitem nicht ausreichend und es besteht noch ein erhebliches Einsparungs- und Verbesserungspotential.

Das herkömmliche Power-Management von Kommunikationsendgeräten aktiviert und deaktiviert lediglich softwaregesteuert einzelne Blöcke je nach Erfordernissen. Die meisten Kommunikationsstandards verwenden unter anderem Zeitmultiplex Verfahren (Time-Division-Duplex [TDD]) zur Erzeugung einer Funkhin- und Rückverbindung. Dadurch können beispielsweise beim Sendebetrieb alle Komponenten für den Empfangsbetrieb wie der rauscharme Eingangsverstärker oder der Abwärtsmischer deaktiviert werden und umgekehrt werden beim Empfangsbetrieb alle Komponenten des Sendezugs wie der Leistungsverstärker oder der Aufwärtsmischer deaktiviert. So wird der Leistungsverbrauch der nicht benötigten Komponenten eingespart.

Auch wird die Sendeleistung von Mobilgeräten in zellularen Funknetzen mit dem Zwecke der Verbesserung von Übertragungsqualität und Kapazität und der Reduzierung des Energieverbrauchs bereits gesteuert. Weiterhin ist oft eine Steuerung der Sendeleistung der Basisstationen entweder zumindest, wie bei GSM vorgesehen oder wie bei UMTS auch vorgeschrieben. Die Leistungsregelung mit dem Zweck der Verlustleistungsreduzierung findet aber bisher nur in den Sendeschaltungen statt. Da diese Regelalgorithmen zur Einstellung der Sendeleistung vom Übertragungsprotokoll abhängig sind, arbeiten sie sehr träge und können auf Kanaländerungen, wie sie im Mobilfunk auftreten nicht reagieren. Weiterhin wird die Leistungsregelung immer softwaregesteuert ausgeführt. So entstehen zusätzliche Verzögerungszeiten verursacht durch die Analog-Digital-Wandlung und die begrenzte Geschwindigkeit der Datenverarbeitung. Für Kanaländerungen müssen Sicherheitsaufschläge in der Dimensionierung des Sendeempfängers berücksichtigt werden und die Übertragungsverfahren dafür ausgelegt werden, was wiederum zu einer Erhöhung der nötigen Leistung führt.

In dieser Arbeit sollen bisher nicht genutzte Freiheitsgrade bei der Verlustleistungsregelung generell und speziell im Empfänger untersucht werden. Der Energieverbrauch des Senders wird von der Leistung der Sendeendstufe dominiert. Daher wird die Sendeendstufe in den meisten Anwendungen bereits gesteuert, um unter anderem den Leistungsverbrauch zu reduzieren. Auch auf Grund der Tatsache, dass der Empfänger zur Basisstationssuche und zur Ermittlung eines freien Sendezeitschlitzes wesentlich öfter und länger aktiv ist als der Sender, besteht beim Empfänger ein großes Einsparpotential.

Eine Neuerung mit erheblichem Energieeinsparungspotential könnte eine intelligente, flexible Steuerung aller Systemkomponenten auf Hardwareebene sein, welche beispielsweise auch Betriebszustände zwischen den Grenzwerten „aktiviert“ und „deaktiviert“ zulässt. Eine kontinuierliche Regelung unterschiedlicher System- und Komponentenparameter wie Versorgungsspannung, Verstärkung, Linearität oder Rauschverhalten in Abhängigkeit von Umgebungsbedingungen kann hier verwendet werden. Durch den Einsatz von rein analogen Schaltungskomponenten soll eine wesentlich kürzere Verzögerungszeit erreicht werden, um so auf schnelle Kanaländerungen zu reagieren. Die Steuerung muss abhängig von unterschiedlichen Umgebungs- und Betriebsparametern wie Empfangssignalleistung, Störsignalen, Rauschen oder Netzauslastung geschehen. Es soll hier die Möglichkeit einer betriebsparameterabhängigen Steuerung untersucht werden.

Eine besondere Schwierigkeit entsteht durch die Tatsache, dass zusätzliche Steuerungsmöglichkeiten und Systemkomponenten für die betriebsabhängige Regelung auch einen zusätzlichen Leistungsverbrauch zur Folge haben. Es muss also durch diese Verfahren erheblich mehr Leistung eingespart werden, als durch die zusätzlich benötigten Systemblöcke verbraucht wird.

Weiterhin werden in dieser Arbeit die Eigenschaften des Übertragungskanals für eine Abschätzung des Einsparpotentials einer solchen Steuerung herangezogen. So sollen auch die theoretischen Grenzen des Energieaufwands ermittelt werden. Letztlich wird der Einfluss der Entwicklung von Halbleitertechnologien auf die Verlustleistung untersucht und quantifiziert. Dies geschieht unter Verwendung der Roadmap der SIA (Semiconductor Industry Association) und der Technologie-Skalierung. So wird sicher gestellt, dass das Einsparpotential der hier untersuchten Verfahren auch bei vorhergesagter Weiterentwicklung von Halbleiterbauelementen erhalten und sinnvoll bleibt.

Neben Endgeräten, die in zellularen Mobilfunknetzen arbeiten sind solche betriebsparameterabhängigen Steuerungen besonders für Sendeempfänger zur drahtlosen Sensordatenübertragung in Sensornetzwerken wichtig. Da bei vielen Anwendungen hierfür Betriebszeiten von mehreren Wochen über Monate bis Jahre gefordert werden, um den Einsatz von drahtlosen Übertragungstechnologien überhaupt erst wirtschaftlich zu machen, ist ein besonders effizienter Umgang mit der Ressource Energie zwingend. Außerdem ist das Thema Leistungskontrolle Gegenstand aktueller Forschung zur Optimierung von Sensornetzwerken und deren Protokollen.

Die vorliegende Arbeit leistet daher einen wichtigen Beitrag zur Beeinflussung von Sende- und Empfangsenergie auf Schaltungsebene.

Ein neuer Ansatz zur Deckung des Energiebedarfs von mobilen Endgeräten ist das "Energy Harvesting", also das "abernten" der Energie aus der Umwelt, was mit Solarmodulen, Thermo- oder kinetischen Generatoren realisiert werden kann. Auch hier ist ein äußerst sparsamer Umgang mit der umgewandelten Energie nötig und so stellt das "Energy Harvesting" ein wichtiges Anwendungsfeld von betriebsparameterabhängigen Steuerungen zur Reduzierung der Verlustleistung dar.

Im ersten Teil dieser Arbeit wird der aktuelle Stand der Technik auf dem Gebiet des Leistungsverbrauchs und der Leistungssteuerung dargestellt. Hierfür wurde im Anhang der Leistungsverbrauch in mobilen Kommunikationsgeräten analysiert. Diese Analyse wurde zum einen mit Hilfe aktueller Veröffentlichungen über prototypische Empfänger-Schaltungskomponenten durchgeführt. Zum anderen wurden hierzu die Angaben in Datenblätter von ICs für Empfänger von verschiedenen Halbleiterherstellern verwendet. Das Ergebnis ist ein Vergleich der Verbrauchsenergie der verschiedenen Empfängerkomponenten, sowohl von prototypischen Empfänger-Schaltungskomponenten als auch von käuflichen Halbleiterschaltungen. Kapitel 2.1 gibt die wichtigsten Ergebnisse dieser Analyse wieder.

Im Kapitel 2.2 dieses Teils der Arbeit werden Verfahren zur Reduzierung der Verlustleistung vorgestellt, die momentan in Sendeempfängern eingesetzt werden. Obwohl ein Großteil dieser Verfahren nicht vorrangig zum Zweck der Leistungsreduzierung verwendet wird, sondern zur Verbesserung der Performance wie Linearität oder Rauschzahl ist ein willkommener Nebeneffekt die Reduzierung des Versorgungsstroms.

In Kapitel 2.3 werden Schaltungen und Systeme zur Messung der Signalleistung vorgestellt und verglichen. Diese Module sind wichtig, um Anforderungen und Umgebungsbedingungen von mobilen Endgeräten zu erfassen. Von Interesse sind hier vor allem der Eigenenergieverbrauch, die Genauigkeit und der zusätzliche Schaltungs- und damit Kostenaufwand.

Im Kapitel 2.4 werden die Kanal- und Multiplexeigenschaften von Kommunikationssystemen vorgestellt, die für die untersuchten Power-Management Verfahren wichtig sind. GSM dient hier als Stellvertreter für alle anderen artverwandten Verfahren. Es sollen daraus im zwei-

ten Teil der Arbeit Anforderungen als auch Möglichkeiten für die Verlustleistungsreduzierung in mobilen Endgeräten abgeleitet werden.

Der zweite Teil dieser Arbeit befasst sich mit neuen Möglichkeiten der Verlustleistungsreduzierung in mobilen Endgeräten und dokumentiert den über den Stand der Technik hinausgehenden eigenen Beitrag dieser Arbeit. Zuallererst werden Möglichkeiten und Anforderungen an Power-Management Systeme aus den Kanal- und Multiplexeigenschaften abgeleitet.

Anschließend wird ein Systemkonzept einer empfangssignalstärkeabhängigen Verstärkerregelung vorgestellt und untersucht. Dafür ist ein Hardware-Demonstrator in Form von zwei Empfängerschaltungen aufgebaut worden, der um mehrere Regelschleifen zur Anpassung der Verstärkung des rauscharmen Eingangsverstärkers erweitert wurde. Mit Hilfe der Messergebnisse kann die Funktionsfähigkeit des Konzepts in einem ersten Schritt bewiesen werden.

Daraufhin werden geregelte Verstärker für mobile Empfängerschaltungen modelliert und simuliert, um die Einsatzfähigkeit dieses Konzepts zu untersuchen. Die Simulation der Regelschleifen erfolgt zuerst getrennt von allen anderen Komponenten und anschließend in der kompletten analogen Empfangskette.

In einem weiteren Kapitel werden aus Teil eins der Arbeit die Eigenschaften des Empfangssignals, die aus den Kanal- und Multiplexeigenschaften abgeleitet wurden mit in die Simulation einbezogen. So soll das Leistungseinsparungspotential dieser betriebsparameterabhängigen Steuerung bei realen Signalen quantifiziert werden.

In einem letzten Schritt wird dann die Skalierung von Halbleitertechnologien und damit deren Weiterentwicklung in der Untersuchung des Einsparpotentials berücksichtigt. Bewertet wird der verbleibende Einfluss der betriebsabhängigen Steuerung nach erfolgter Technologieskalierung.

In Kapitel 4 werden die wichtigsten Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst.

Im Anhang dieser Arbeit wird die Untersuchung des Leistungsverbrauchs von Empfänger-Schaltungskomponenten dargestellt und dokumentiert. Es werden die wichtigsten Parameterwerte der in Betracht gezogenen Komponenten verglichen. Weiterhin wird im Anhang dieser

Arbeit die Weiterentwicklung von Halbleitertechnologien, besonders im Hinblick auf die Verlustleistung von Sendeempfänger-Schaltungen untersucht. Es werden die Halbleiter-Roadmap der SIA (Semiconductor Industry Association) und der Begriff der Technologieskalierung vorgestellt.

2 Stand der Technik

Im ersten Teil dieser Arbeit soll der Stand der Technik auf dem Gebiet des Leistungsverbrauchs und der Leistungssteuerung von mobilen Endgeräten dokumentiert werden. Dies ist nötig, um die möglichen Einsparungen, die durch die hier zu untersuchende betriebsabhängige Steuerung erreicht werden können, zu quantifizieren. Es werden aktuelle Verfahren zur Reduzierung der Verlustleistung dargestellt, von denen ausgehend eine Verbesserung gegenüber dem Stand der Technik durch die vorliegende Arbeit erreicht werden soll.

Weiterhin werden Schaltungen und Systeme zur Messung von Signalleistung untersucht und vergleichend gegenüber gestellt. Solche Komponenten sind für die betriebsabhängige Steuerung zur Ermittlung der Eingangsgröße in Form der Signalleistung nötig.

Anschließend werden unterschiedliche Technologien und Sachverhalte, die die untersuchten Verfahren beeinflussen und deren Dimensionierung bestimmen zusammengestellt. Dies sind zum einen die Kanaleigenschaften und zum anderen die Multiplexeigenschaften von Kommunikationsstandards, da diese die zur Regelung verwendete Größe der Signalleistung auf dem Übertragungsweg beeinflussen.

2.1 Leistungsverbrauch in mobilen Empfängerschaltungen

Im folgenden Kapitel wird der Leistungsverbrauch in mobilen Empfängerschaltungen dargestellt. Von Belang ist hier vor allem die Verteilung der Verlustleistung auf die einzelnen Funktionsblöcke. Durch diese Zusammenstellung soll das Einsparungspotential bei den unterschiedlichen Komponenten durch eine betriebsabhängige Regelung näher bestimmt werden.

Der Leistungsverbrauch des Senders wird von der Sendeendstufe dominiert und daher wird in den meisten Anwendungen diese abhängig von den Anforderungen wie Reichweite oder Störsignale bereits gesteuert. Weiterhin wird der Empfänger im Gegensatz zum Sender zur Basisstationssuche oder zur Ermittlung eines freien Sendezeitschlitzes wesentlich öfter benützt und ist damit wesentlich häufiger und länger aktiv ist als der Sender. Daher besteht beim Empfänger das größere Einsparpotential und es sollen hier nur dessen Komponenten untersucht werden.

Es werden weiterhin hier nur analoge Schaltungskomponenten betrachtet, da deren Anteil an der Gesamtverlustleistung bei Sendeempfängern deutlich überwiegt [LBC05], so dass dort das größte Einsparpotential besteht. Weiterhin wurde auf die Betrachtung von Komponenten des Synthesizers verzichtet, da diese deutlich weniger Leistung verbrauchen als die Mischer und Verstärker des Empfangspfads. Teilweise handelt es sich dort auch um digitale Schaltungen, welche prinzipiell eine deutlich geringere Verlustleistung aufweisen als analoge Schaltungskomponenten.

Der gesamte Energiebedarf eines bestimmten Sendeempfängers ist immer abhängig von dessen spezieller Architektur. Auch die Anforderungen an die unterschiedlichen Schaltungsblöcke wie Verstärkung oder Rauschzahl sind von der verwendeten Architektur abhängig. Hier ist jedoch nur die Verteilung der Verlustleistung auf diese einzelnen Blöcke interessant, da die in dieser Arbeit untersuchten Verfahren für beliebige Architekturen gültig sein sollen.

Auch soll bei dieser Darstellung nur der aktive Empfangsbetrieb analysiert werden. Der in vielen Endgeräten eingesetzte Stromsparmodus, oft als Standby- oder Shutdown-Betrieb bezeichnet, verwendet signifikant weniger Energie und bietet im Vergleich zum aktiven Betrieb

momentan wenig Einsparpotential. Trotzdem werden im anschließenden Abschnitt die unterschiedlichen Betriebsmodi kurz erläutert.

2.1.1 Die verschiedenen Betriebsmodi

Bei der Elektronik eines Kommunikationsendgeräts lässt sich grob zwischen dem Digitalteil und dem Analogteil unterscheiden. Die Verarbeitung und Aufbereitung der zu übertragenen Daten wird im Digitalteil ausgeführt. Dieser Funktionsblock nennt sich auch Basisbandverarbeitung (Basisband BB), da hier die Signale nicht mehr auf einem hochfrequenten Trägersignal aufmoduliert sind. Im Analogteil geschieht die Umsetzung der Signale in das Übertragungsband (Radio Frequency RF) bzw. umgekehrt von dort in das Frequenzband des Digitalteils. Der Digitalteil hat einen geringeren Leistungsverbrauch als der Analogteil, da hier nur digitale Schaltungen zur Signalverarbeitung zum Einsatz kommen, wogegen die leistungsaufwendige Verstärkung und Umsetzung des Sende- und Empfangssignals im Analogteil ausgeführt werden. Zwischen Analog- und Digitalteil befinden sich die Analog-Digital- (ADC) und Digital-Analog-Wandler (DAC), die für eine Umwandlung der digitalen bzw. analogen Signalform in die jeweils andere sorgen.

Der Analogteil kann entsprechend der ausgeführten Funktionen in den Sendepfad, den Empfangspfad und den Frequenzerzeuger (Syntheziser) unterteilt werden. Sende- und Empfangspfad bestehen aus einer unterschiedlichen Abfolge von Verstärkern, Filtern und Frequenzumsetzern (Mischern). Für eine solche Frequenzumsetzung benötigt man ein zusätzliches Signal, mit welchen das zu sendende oder das empfangene Signal in einer nichtlinearen Schaltung überlagert wird und so in ein höheres bzw. niedrigeres Frequenzband umgesetzt wird. Die zusätzliche Frequenz wird in der Regel mit Hilfe eines Phasenregelkreises (Phase-Locked Loop PLL) im Synthesizer erzeugt, welcher aus einer Regelschleife mit einem Phasenvergleicher (Phase Detector PD), einen spannungsgesteuerten Oszillator (Voltage Controlled Oscillator VCO), einen Schleifenfilter und ein oder mehreren Frequenzteilern besteht.

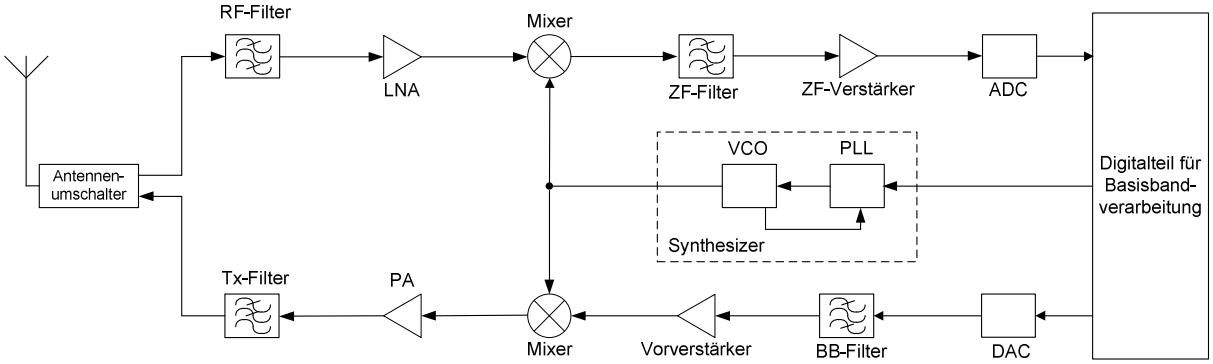


Abbildung 1: Typische Sendeempfänger-Architektur

Zusätzliche Funktionsblöcke eines Endgeräts, wie beispielsweise Anzeigeinstrumente (LCD), Mikrofonverstärker etc. sollen hier nicht mit betrachtet werden, da sie immer abhängig von der speziellen Verwendung und dem Einsatzort des Geräts sind.

Die verschiedenen Betriebsmodi eines Kommunikationsendgeräts sind dadurch gekennzeichnet, welche Blöcke aktiv und welche inaktiv sind und welche Funktionen sie mit welcher Qualität ausführen. So kann beispielsweise die Sendeendstufe während des Empfangens bei TDD-Systemen (Time-Division Duplex) ausgeschaltet werden. Genauso ist es möglich, während des Sendens den Zwischenfrequenzverstärker der Empfangskette zu deaktivieren. Ein Maß für die Qualität der ausgeführten Funktion kann zum Beispiel die Verstärkung der Sendeendstufe oder das Phasenrauschen des VCOs sein.

Es werden folgende Betriebszustände unterschieden, wobei deren Funktionalität stark von der jeweiligen Realisierung abhängig ist:

Senden (Transmit - Tx-On): Das Kommunikationsgerät sendet. Es sind nur die zum Senden notwendigen Blöcke aktiviert, also die Basisbandverarbeitung (BB), der Synthesizer und die Verstärker, Filter und Mischer des Sendepfads.

Empfangen (Receive - Rx-On): Das Kommunikationsgerät empfängt. Hier sind nur die zum Empfangen notwendigen Blöcke aktiviert, also wieder die Basisbandverarbeitung, der Synthesizer und die Verstärker, Filter und Mischer des Empfangspfads.

Sleep, Standby, Shut-Down: In diesem Betriebsmodi befinden sich die jeweiligen Blöcke in einem inaktiven Zustand, in dem sie nur ein Minimum an Verlustleistung benötigen. Die Funk-

tionalität in diesen Modi ist von Realisierung zu Realisierung stark unterschiedlich und so auch der Leistungsverbrauch. Oft werden besonders im digitalen Bereich mehrere verschiedene dieser Standby-Modi ermöglicht. Sie unterscheiden sich dann im Betrag der Verlustleistung und in der benötigten Zeitdauer, um wieder in einen aktiven Zustand zu gelangen.

RSSI-on: In diesem speziellen Empfangs-Modus wird nur eine Empfangssignalstärkemessung (Receive Signal Strength Indikator - RSSI) durchgeführt. Es findet keine Weiterverarbeitung des empfangenen Signals statt, so können der Demodulator und Teile der Basisbandverarbeitung ausgeschaltet werden. Dieser Betriebszustand dient unter anderem dem Auffinden einer geeigneten, freien Frequenz oder Zeitschlitzes. RSSI-Messungen werden auch während des Empfangens (Rx-On) durchgeführt. Hier müssen dann natürlich alle Blöcke zur Datendemodulation und Verarbeitung aktiv sein. Diese Messungen dienen dem Einstellen der Verstärkung des Empfangszuges (Automatic Gain Control - AGC).

2.1.2 Darstellung des Leistungsverbrauchs

Innerhalb dieser Arbeit wurde eine Untersuchung des Leistungsverbrauchs von prototypischen Empfängerkomponenten als auch von käuflichen Komponenten durchgeführt. Die Details dieser Untersuchung findet sich im Anhang 6.1. Hier werden nur die wichtigsten Ergebnisse wiedergegeben, die im weiteren Verlauf dieser Arbeit von Bedeutung sind.

Für die Mittelwerte der Leistung von käuflichen und prototypischen Empfängerkomponenten ergeben sich die folgenden Werte:

	Mittelwert der Leistung von prototypischen Komponenten [mW]	**Mittelwert der Leistung von käuflichen Komponenten [mW]**
Eingangsverstärker	12,51	15,54
Mischer	10,36	15,21
ZF-Verstärker	14,10	-

Tabelle 1: Mittelwerte der Leistung der käuflichen und prototypischen Empfängerkomponenten

Es zeigt sich in Tabelle 1 dass Eingangsverstärker, Mischer und ZF-Verstärker in Empfängerschaltungen in etwa vergleichbar viel Leistung benötigen. So liegt auch das Einsparpotential bei allen drei Komponenten in der gleichen Größenordnung. Für käufliche Zwischenfrequenzver-

stärker konnten keine Angaben zum Leistungsverbrauch gefunden werden, da diese Komponenten meist zusammen mit anderen Komponenten wie Mischer oder Demodulator auf einem Chip integriert sind und über die einzelnen Verlustleistungen keine Angaben vom Hersteller gemacht werden.

2.2 Aktuelle Power-Management Verfahren

In diesem Kapitel sollen Power-Management Verfahren, welche heutzutage Verwendung in mobilen Kommunikationsendgeräten finden, beschrieben werden.

2.2.1 Verwendung verschiedener Betriebsmodi

Das wichtigste Power-Management Verfahren, also die wichtigste Methode um Verlustleistung in mobilen Endgeräten einzusparen ist, nicht benötigte Komponenten auszuschalten. In Kapitel 2.1.1 sind die verschiedenen Betriebszustände von Endgeräten beschrieben. In diesen Betriebszuständen werden immer nur bestimmte Funktionsblöcke benötigt. Die anderen, nicht benötigten Blöcke können abgeschaltet werden, um deren Verlustleistung zu sparen. Das Abschalten kann direkt geschehen, falls der jeweilige Block eine solche Funktion (Standby- oder Shutdown-Funktion) vorsieht (Abbildung 2) oder indirekt über einen Spannungsregler und die Versorgungsspannung (Abbildung 3). Der Vorteil dieser Variante ist das so Leckströme im Block selbst vermieden werden, da dieser durch den Spannungsregler von der Spannungsversorgung getrennt ist. Ein weiterer Vorteil ist, dass hier nur die Spannungsregler im Standby-Betrieb arbeiten und diese in der Regel weit weniger Leistung in diesem Betriebszustand benötigen als die zu versorgenden Blöcke wie Mischer oder Verstärker. Als Anhaltswert kann für Linear- als auch Schaltregler eine Standby-Leistung im Mikrowatt angenommen werden.

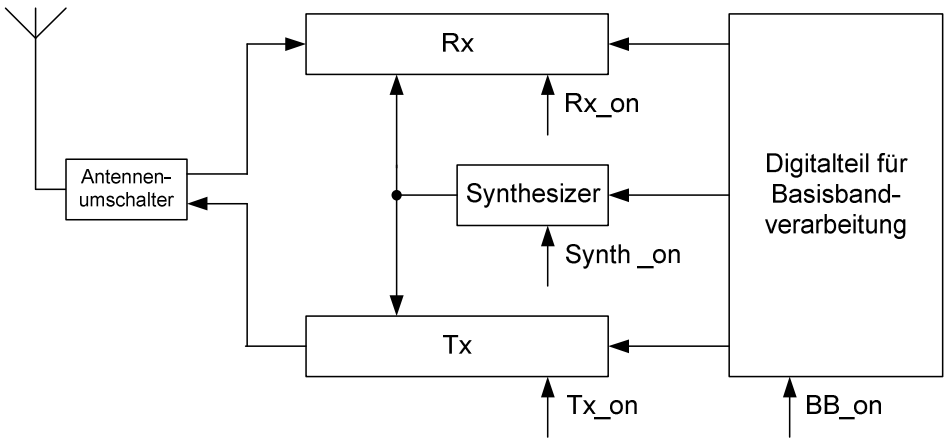


Abbildung 2: Verwendung unterschiedlicher Betriebszustände durch direkte Steuerung

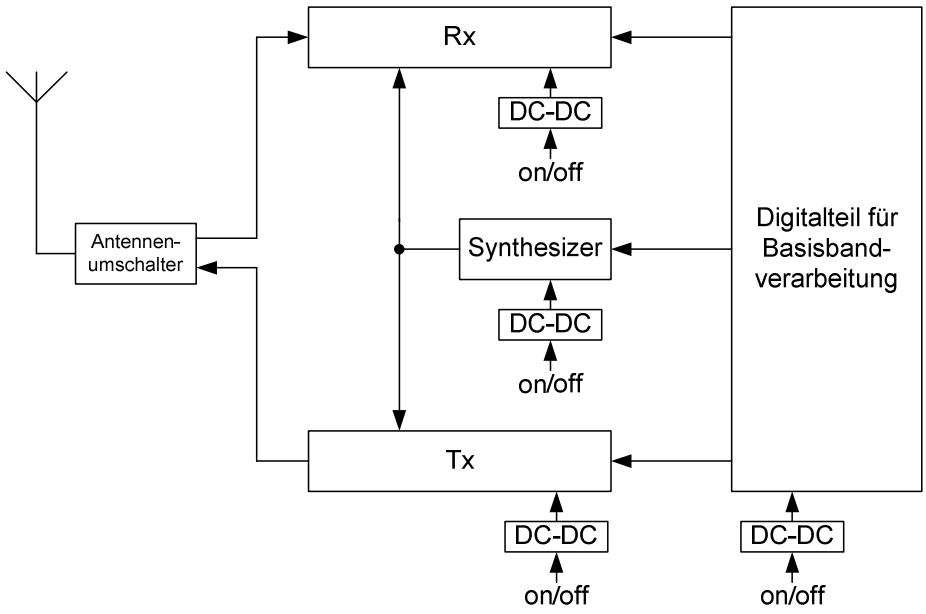


Abbildung 3: Verwendung unterschiedlicher Betriebszustände mit Hilfe von Spannungsreglern

Als Anhaltspunkt für die Abschätzung der Energieeinsparung dieses Power-Management Verfahrens müssen die Zeitverhältnisse bei TDMA-Verfahren betrachtet werden. So darf beispielsweise bei GSM jedes Mobilgerät in einem von 8 Zeitschlitzen senden bzw. empfangen, bei DECT ist es einer von 24 Zeitschlitzen. Weiterhin muss berücksichtigt werden, dass die entsprechende Komponente im Zeitschlitz vor dem aktiven Zeitschlitz bereits eingeschaltet wird um sicher zu stellen, dass Einschwingvorgänge abgeschlossen sind. So benötigt man im Vergleich zur permanenten Aktivierung aller Komponenten bei GSM nur ¼, bei DECT nur 1/12 der Leistung.

2.2.2 Regelung der Verstärkung des Empfängers

Die Beeinflussung der Verstärkung des Empfängers wird hauptsächlich durchgeführt, um die Übersteuerung der nachfolgenden Stufen und somit Verzerrungen zu vermeiden. Falls durch die Verringerung der Verstärkung auch eine Reduzierung der Versorgungsleistung erfolgt, ist dies nur ein willkommener Nebeneffekt und nicht vorrangiges Ziel.

Durch die Reduzierung der Signalverstärkung der aktiven Blöcke des Empfängers wird versucht, dem sich anschließenden Analog-Digital-Konverter oder Demodulator ein möglichst konstantes Eingangssignal zu bieten. So soll eine Desensibilisierung (engl. Blocking) durch zu starke Eingangssignale vermieden werden. Hierdurch wird der erforderliche Dynamikbereich der verschiedenen Komponenten, der am Empfängereingang über 100 dB betragen kann, nach

dem geregelten Verstärker eingegrenzt. Der Signalpegel wird bei diesem Verfahren an einer geeigneten Stelle auf dem Signalweg gemessen. Der Wert dieser Messung nennt sich RSSI (Receive Signal Strength Indicator) oder auch Empfangssignalstärkeerkennung. Abhängig von diesem RSSI wird dann die Verstärkung auf dem Signalweg gesteuert. Daher wird dieses Verfahren auch automatische Verstärkungs-Kontrolle (AGC – Automatic Gain Control) genannt.

Im Folgenden werden kurz die interessierenden Zusammenhänge zwischen Verstärkung und Gesamtsystemparameter dargestellt. Durch Veränderung der Verstärkung A verändert sich der Rauschzahl F [Erst84]:

$$F = \frac{SNR_E}{SNR_A}$$

Für die Gesamtrauschzahl eines Empfängers ergibt sich

$$F_{tot} = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \ldots + \frac{F_m - 1}{A_1 \cdot \ldots \cdot A_{m-1}}$$

wobei die Blöcke des Empfängers vom Eingangs-Filter bis Demodulator aufsteigend nummeriert sind. A kennzeichnet hier die Verstärkung als lineares Maß im Gegensatz zu G als logarithmische Maßzahl. Auch die Rauschzahl kann als logarithmisches Maß angegeben werden und wird dann mit NF bezeichnet:

$$NF_{tot} = 10 \cdot \log_{10} F_{tot}$$

Durch Reduzierung der Verstärkung auf dem Signalweg vergrößert sich also die Rauschzahl und es verringert sich dadurch das Signalrauschleistungsverhältnis am Ausgang, also vor dem Demodulator oder Analog-Digital-Konverter (ADC), wenn das SNR am Eingang konstant bleibt. Bei hohem Signalrauschleistungsverhältnis am Eingang kann dies jedoch toleriert werden. Hier muss nur sichergestellt werden, dass am Ausgang noch ein ausreichendes SNR erreicht wird, was bei hohem RSSI der Fall ist. In [GM1] wird von Empfängern gesprochen, bei denen der LNA für starke Signale komplett überbrückt wird.

Durch Veränderung der Verstärkung verändert sich auch der Intermodulationspunkt dritter Ordnung IP3:

$$IIP3_{tot} = \frac{1}{\sqrt{1/(IIP3_1)^2 + A_1^2/(IIP3_2)^2 + (A_1 \cdot A_2)^2/(IIP3_3)^2 + ... + (A_1 \cdot ... \cdot A_{m-1})^2/(IIP3_m)^2}}$$

(Blöcke des Empfängers von Eingangs-Filter bis Demodulator aufsteigend nummeriert, IIP3: Eingangs-Intermodulationspunkt dritter Ordnung).

Durch Reduzierung der Verstärkung auf dem Signalweg erhöhen sich der IP3 und damit die Linearität des Systems.

Die Steuerung der Verstärkung kann auf zweierlei Methoden geschehen. Eine Möglichkeit besteht in der Zwischenschaltung und Steuerung ein oder mehrerer Dämpfungsglieder, welche vor oder nach der Verstärkung das Signal entsprechend dem erforderlichen Signalpegel dämpfen. Diese Methode ist jedoch uneffizient, da Verlustleistung für Verstärkung von Signalen verwendet wird, welche bei hohem Eingangspegel wieder gedämpft werden. Außerdem wird hier nicht nur der Signalpegel reduziert, sondern auch direkt das SNR, da der Rauschpegel konstant bleibt. Wesentlich effizienter ist die Reduzierung der Verstärkung durch schaltungstechnische Maßnahmen oder Variation der Versorgungsspannung oder Vorspannung, da nämlich hierdurch in der Regel auch die Verlustleistung reduziert wird. Beispiele für schaltungstechnische Maßnahmen wäre die Steuerung der Stromquelle oder der aktiven Last bei Differenzverstärkern, da hierdurch auch die Verstärkung der Schaltung beeinflusst wird [RWB97].

Um die Verstärkung des Empfangszuges zu variieren wird am häufigsten der Zwischenfrequenzverstärker benutzt, da hier auch die größte Signalverstärkung stattfindet. Die Reduzierung der Verstärkung dieses Verstärkers hat verglichen mit der Variation der Verstärkung des Mischers oder LNAs, auch die geringste Verschlechterung der Rauschzahl zur Folge. Weniger oft wird daher auch eine Beeinflussung dieser Komponenten ermöglicht, da dies eine stärkere Zunahme der Rauschzahl des Empfängers und somit eine Verschlechterung des SNRs am Ausgang zur Folge hätte [RWB97].

Die Signalverstärkung der einzelnen Blöcke wie Zwischenfrequenzverstärker, Mischer oder LNA kann entweder in diskreten Schritten oder stufenlos verändert werden. Mit dem LNA wird üblicher Weise eine Verstärkung von 10 bis 20 dB erreicht, die dann entweder in Schritten von 5 bis 10 dB oder stufenlos verändert werden. Oft kann der LNA auch zwischen der Funktion als Dämpfungsglied und als Verstärker umgeschaltet werden. Beim Mischer, der in der Regel

nicht mehr als 10 bis 15 dB Verstärkung aufweist, wird meist nur eine stufenlose Steuerung ermöglicht. Ein typischer Zwischenfrequenzverstärker erreicht etwa 50 bis 80 dB mit mehreren Verstärkerstufen, wobei auch hier eine Justierung in diskreten Stufen von 3 bis 6 dB oder stufenlos realisiert wird [RWB97].

Die Veränderung in diskreten Schritten geschieht meist mit Hilfe eines digitalen, parallelen oder seriellen Steuersignals mit einer Genauigkeit von bis zu 7 Bits. Oft werden auch verschiedene Verstärkerstufen hintereinander geschaltet, welche je nach Anforderungen dann ein- oder ausgeschaltet werden. Entsprechend der inaktiven Stufen verringert sich auch die Verlustleistung. Eine stufenlose Veränderung wird mit einer analogen Steuerspannung durchgeführt, die entweder analog erzeugt wird oder aus dem Digitalteil mit Hilfe eines DACs generiert wird [RWB97].

Das Steuersignal zur Verstärkungsregulierung kann an unterschiedlichen Stellen des Empfängerzugs gewonnen werden. Zum einen ist es möglich, das Empfangssignal dazu im Basisbandteil zu messen und dann ein Steuersignal für die zu steuernden Komponenten zu generieren. Auch wird das Signal direkt hinter dem Zwischenfrequenz-Verstärker abgegriffen und daraus dann eine Steuerspannung erzeugt. Jedoch entspricht hier der gemessene Pegel dem der Signal- und der Rauschleistung. Das gemessene Signal kann dann als RSSI dienen. Mit einer zusätzlichen Referenzspannung (siehe Abbildung 4) kann diese Steuerspannung noch skaliert werden, wodurch dann die Verstärkung der Regelschleife nachträglich während des Betriebs beeinflusst werden kann. Diese Steuerspannung könnte wiederum auch vom Basisbandteil kommen (Basisband-Chip mit RSSI-Ausgang), wodurch eine noch exaktere Steuerung entsprechend der Bitfehlerrate (BER) o.ä. ermöglicht wird. Zusätzlich kann die Verstärkungssteuerspannung noch temperaturkompensiert werden, so dass die Verstärkung über einen möglichst großen Bereich temperaturunabhängig ist. Die Steuerspannung muss in der Regel noch mit einem Tiefpassfilter gefiltert werden, dessen Zeitkonstante groß genug ist, um Instabilität der Schleife zu vermeiden und eine eventuelle niederfrequente Modulation des Signals nicht zu zerstören [RWB97][Erst84].

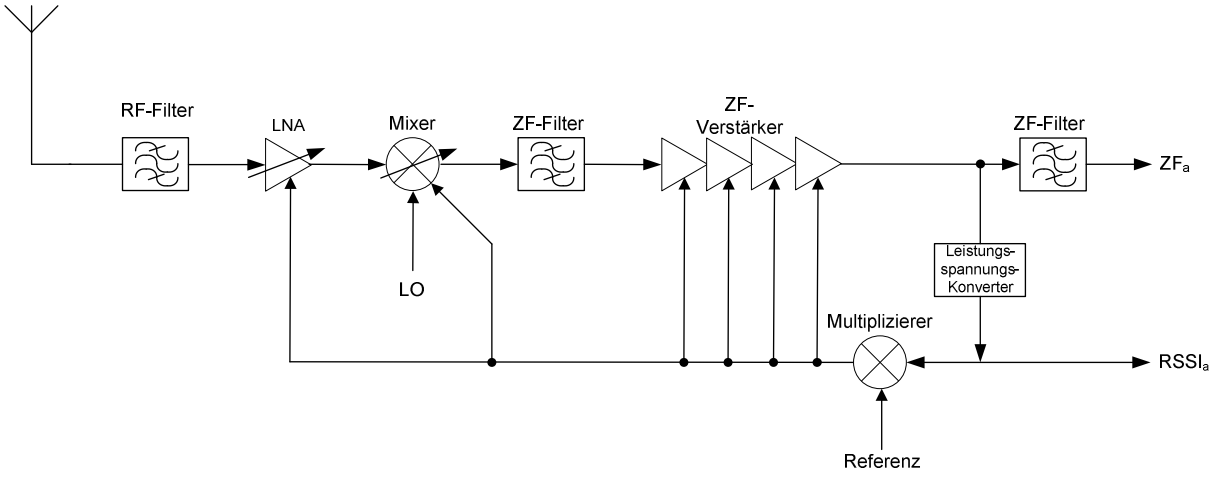


Abbildung 4: Automatische Verstärkungsregelung mit Leistungsspannungs-Konverter vor der Demodulation

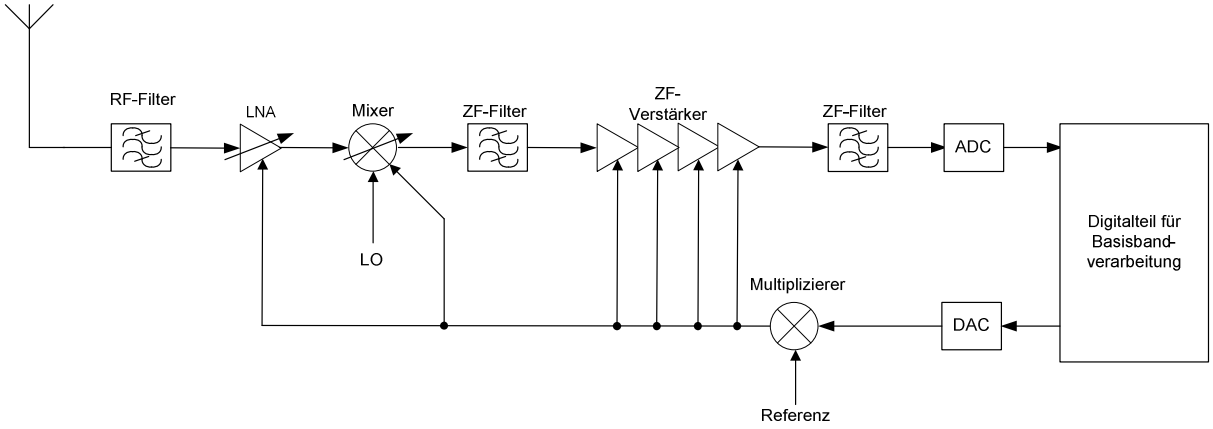


Abbildung 5: Automatische Verstärkungsregelung durch die digitale Basisbandverarbeitung nach der Demodulation

2.2.3 Regelung der Sendeendstufe

Zur Variation der Reichweite eines drahtlosen Senders kann die Verstärkung der Sendeendstufe verwendet werden. Hierdurch verändert sich auch die Verlustleistung des Senders. Dieses Power-Management Verfahren wird bereits bei Kommunikationsstandards wie GSM und vor allem bei CDMA-Standards verwendet. Hier wird diese Methode jedoch hauptsächlich zum Vermeiden von Störungen der anderen Teilnehmer innerhalb einer Mobilfunk-Zelle und der benachbarten Zellen eingesetzt. Positiver Nebeneffekt der hier von Interesse ist, ist die Reduzierung der Verlustleistung auf Grund der Reduzierung der Verstärkung der Sendeendstufe.

Bei der Leistungsregelung von Sendeendstufen in Mobilfunksystemen unterschiedet man zwischen Open-Loop und Closed-Loop-Regelung. Bei der Open-Loop-Regelung wird das im

Mobilteil empfangene Signal von der Basisstation für die Regelung der Sendeleistung verwendet. Dieses Verfahren wird bei Kommunikationsstandards verwendet, die im Downlink keine Funktion zur Steuerung der Sendeleistung des Mobilteils vorsehen (z.B. DECT). Der Nachteil ist das hier nicht der individuelle Uplink-Kanal erfasst wird, wenn Uplink und Downlink wie zum Beispiel bei GSM nicht das gleiche Frequenzband benutzen. Mit dieser Methode können dann nicht die individuellen Fadingeinflüsse der Funkverbindung von der Mobilstation zur Basisstation ausgeregelt werden, sondern nur globale Effekte auf Grund des Abstands von der Basisstation oder der Abschattung. Im Beispiel des Übertragungsstandards DECT wird die Empfangsleistung im Mobilgeräte zwischen -93 und -33 dBm in 6 dB Schritten oder feiner gemessen [Kam96][DEC1].

Bei der Closed-Loop-Methode wird die von der Mobilstation empfangene Leistung in der Basisstation in bestimmten Abständen geschätzt und Informationen zur Leistungsregelung der Mobilstation an diese übermittelt. So wird hier der individuelle Uplinkkanal mit seinen Fading-Einflüssen korrekt erfasst. Ein Nachteil besteht in der Verzögerung der Regelschleife, so dass schnellere Kanalveränderungen nicht berücksichtigt werden können. So wird beispielsweise bei GSM die Sendeleistung in 2 dB-Schritten bis zu einem Minimum von 13 dBm geregelt. Da die Protokollstruktur für einen TDMA-Rahmen, innerhalb dem pro Mobilgerät nur ein Datenpaket versendet werden kann, eine Zeit von 4,6 msec vorsieht, und nur alle 13 TDMA-Rahmen eine Anpassung der Sendeleistung vorgesehen ist, beträgt die minimale Zeit, die benötigt wird um die Sendeleistung zu verändern 60 msec. Bei UMTS-Systemen geschieht eine Sendeleistungskontrolle in 2, 1 oder 0,5 dB Schritten mit einer Frequenz zwischen 800 bis 1600 Hz, also alle 625 µsec bis 1,25 msec [Kam96][EMC1].

Die Einstellung der Verstärkung des Sendeverstärkers kann entweder direkt durch geeignete Schaltungstechnik oder aber durch Variation der Versorgungsspannung oder einer Vorspannung mit Hilfe eines Spannungsreglers geschehen. Neben dieser Steuerung der Verstärkung des Leistungsverstärkers muss auch das Ein- und Ausschalten dieses Funktionsblockes genau kontrolliert werden. Wird nämlich in Sendezeitschlitzen von TDMA-Verfahren der Verstärker zu schnell ein- oder ausgeschaltet, verteilt sich die Sendeleistung auf Grund der steilen Einschaltflanken über einen sehr großen Frequenzbereich und kann so andere Sendeempfänger stören. Um dies zu vermeiden muss die Sendeleistung langsam auf den erforderlichen Wert eingestellt werden. Dazu werden oft so genannte Rampengeneratoren verwendet, wobei die Steilheit der Rampe ein Maß für das benötigte Frequenzband beim Ein –oder Ausschalten darstellt. Die Rampe kann zur Steuerung der Versorgungsspannung und so indirekt zur Veränderung der Verstär-

kung beeinflusst werden. So kann mit der Höhe der Rampe direkt die Verstärkung eingestellt werden [Mot00-1].

Da die Ausgangsleistung eines FET-Verstärkers in einem gewissen Bereich proportional zur Versorgungsspannung und zur Gate-Vorspannung ist, kann mit Hilfe eines Spannungsreglers die Verstärkung variiert werden. Auf Grund der Tatsache, dass durch Reduzierung dieser Spannungen auch der Drain-Strom geringer wird, verkleinert sich ebenfalls die Verlustleistung [RONC1][Mot00-1].

Bei der Regelung der Sendeendstufe innerhalb des Mobilgeräts unterscheidet man ebenfalls zwischen dem so genannten Closed-Loop und dem Open-Loop-Verfahren. Diese Begriffe unterscheiden sich von den obigen dadurch, dass hier die interne Leistungsregelung im Sender gemeint ist, oben jedoch die Regelung und Abstimmung zwischen Basisstation und Mobilgerät. Bei der Closed-Loop-Methode wird das Sendesignal nach dem Leistungsverstärker gemessen und dessen Verstärkung mit Hilfe einer Regelschleife aus Fehlerverstärker und Referenzspannung entsprechend gesteuert. Bei diesem Verfahren mit geschlossenem Regelkreis wird unabhängig von Eingangsleistung oder Versorgungsspannung immer die gewünschte Ausgangsleistung eingestellt. Ein Nachteil dieser Methode ist unter anderem der Verlust eines gewissen Teils der Ausgangsspannung auf Grund der Messung im Leistungsdetektor nach dem PA. Außerdem kann die geschlossene Regelschleife leicht zu Stabilitätsproblemen führen.

Bei der Open-Loop-Methode wird die Verstärkung nur mit Hilfe eines vorgegebenen Spannungspegels U_{st} als Steuerspannung eingestellt und es existiert keine geschlossene Regelschleife, wodurch auch die oben genannten Probleme nicht auftreten. Außerdem werden bei dieser Methode der Fehlerverstärker, der Leistungsdetektor und alle anderen Funktionsblöcke der Regelschleife eingespart. Wenn der Zusammenhang zwischen Steuerspannung und Ausgangsleistung konstant und temperaturunabhängig ist, wird auch keine geschlossene Regelschleife benötigt, um eine feste Ausgangssignalleistung einzustellen [RONC1][Mot00-1][Mot00-2].

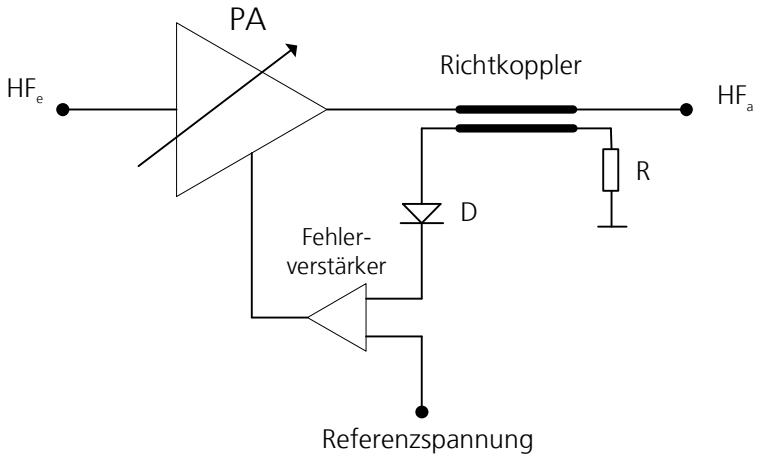


Abbildung 6: Closed-Loop Leistungsregelung einer Sendeendstufe

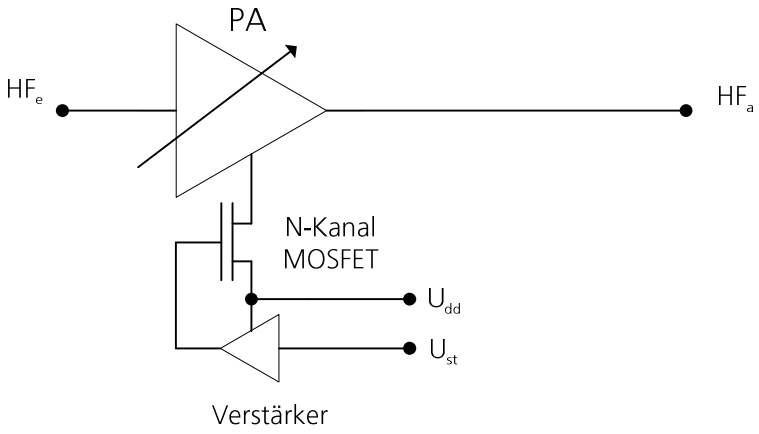


Abbildung 7: Open-Loop Leistungsregelung einer Sendeendstufe

Viele Leistungsverstärker lassen sich mit einer Steuerspannung beeinflussen, wobei sich durch Reduzierung der Verstärkung auch der Versorgungsstrom reduziert. Andere Realisierungen erlauben eine stufenweise Veränderung der Verstärkung. Auch durch externe Beschaltung ist es bei manchen Leistungsverstärkern möglich, die Verstärkung und damit den Versorgungsstrom zu beeinflussen. Oft wird durch externe Beschaltung der Arbeitspunkt der Transistorstufe verändert und so die Verstärkung eingestellt. Dies geschieht jedoch auf Kosten der Effizienz.

Zur Charakterisierung von Leistungsverstärkern wird meist die PAE (Power-added Efficiency) angegeben:

$$PAE=(P_a-P_e)/P_v$$

Hier bezeichnet P_a die Ausgangsleistung, P_e die Eingangsleistung und P_v die Versorgungsleistung des Verstärkers. Ist die Ausgangsleistung P_a im Vergleich zur Eingangsleistung relativ groß, so kann die PAE gleich der Effizienz η gesetzt werden, für welche gilt:

$$\eta = P_a / P_v$$

Bei GSM kann beispielsweise die Sendeleistung des Mobilgeräts vom Maximum bei 33 dBm auf bis zu 13 dBm reduziert werden.

Die meisten Leistungsverstärker haben die größte PAE bei der maximalen Ausgangsleistung, welche jedoch selten benötigt wird. Die Reduzierung der Versorgungsspannung dient so zur Anpassung der Effizienz an niedrigere Ausgangspegel und so zur Reduzierung der Verlustleistung. So wird durch die Regelung der Ausgangsleistung über die Versorgungsspannung die PAE angepasst [RONC1].

Die abschließende Tabelle gibt einen Überblick über einige Funkstandards, deren wichtigste Parameter wie die verwendeten Sendeleistungen, die Sendeleistungskontrolle und die dazugehörigen spezifischen Werte. Bei Standards, bei denen keine Unterscheidung zwischen Basisstation und Mobilstation geschieht, wird auf die Spezifikation der Basisstation bzw. des Downlinks verwiesen.

	Bluetooth	**Zigbee 802.15.4**	**WLAN 802.11b**	**DECT**	**GSM**	**UMTS**
Frequenzbereich [GHz]	2,4	0,868 (1) 0,915 (2) 2,4 (3)	2,412-2,472	1,88-1,9	0,88-0,96 1,730-1,875	1,9-2,2
Modulation	FSK	BPSK (1,2) O-QPSK (3)		GFSK	GMSK	QPSK
Datenrate	723 kb/s	20 kb/s (1) 40 kb/s (2) 250 kb/s (3)	11 Mb/s	1,152 Mb/s	270 kb/s	384 kb/s 2 Mb/s
Mehrfachzugriffs-verfahren	FHSS	DSSS			TDMA	WCDMA
Bandbreite	1 MHz			1,728 MHz	200 kHz	5 MHz
Sendeleistung Basisstationen [dBm]	(a) 0 (b) 4 (c) 20	14 (1) 20 (3) Typ. 10	20	max. 24	34 - 55	max. 43
Sendeleistung Mobilstation [dBm]	wie Basisstation	wie Basisstation	wie Basisstation	wie Basisstation	33	23
Reichweite	(a) 10 m (b) 20 m (c) 100 m	10–100 m	100 m	25–50 m 300m (Freifeld) max. 1 km	200 m–35 km	0,5–10 km
Empfindlichkeit [dBm]	-70	-80		-83	-102	
Leistungskontrolle - Uplink	ja, bei 100 mW (Class 1), 4 bis 20 dBm, 2 bis 8 dB Schritte	keine	keine	Leistung wird im Bereich von -93 und -33 dBm mit Auflösung 6dB oder feiner gemessen	alle 60 ms (16 Hz) in 2 dB Schritten von +33 dBm bis +13 dBm, Update 480 ms	alle 666 µsec (1500 Hz), in 1, 2 und 3 dB Schritten, Bereich 80 dB
Leistungskontrolle - Downlink	siehe Uplink	keine	keine	keine	optional	alle 666 µsec (1500 Hz), 0,5 und 1dB Schritte

Tabelle 2: Übersicht über unterschiedliche Funkstandards und deren Parameter

2.2.4 Verwendung von getrennten Versorgungsspannungen

Durch die Verwendung von verschiedenen Versorgungsspannungen für unterschiedliche Schaltungsmodule wird gewährleistet, dass jedes dieser Module bei der optimalen, leistungseffizientesten Spannung arbeitet. So ist für die Leistungsendstufe eine relative hohe Spannung nötig, um eine angemessene Sendeleistung zu erreichen. Auch ist beim Zwischenfrequenzverstärker eine höhere Versorgungsspannung von Vorteil, damit das Signal ausreichend verstärkt werden kann. Da der Mischer primär nur zur Frequenzumsetzung verwendet wird, kann hier die Versorgungsspannung reduziert werden, wenn ein ausreichendes SNR gewährleistet wird. Bei den digitalen Schaltungsteilen wie Basisbandverarbeitung oder Frequenzteiler und Phasenvergleicher des Synthesizers kann eine niedrige Versorgungsspannung verwendet werden. Auf Grund der immer niedrigeren Schwellenspannungen der Transistoren können die digitalen Schaltvorgänge nämlich auch bei sehr niedrigen Versorgungsspannungen ausgeführt werden. So reduziert sich auch die Verlustleistung, welche proportional zum Quadrat der Versorgungsspannung der digitalen Schaltungen ist.

Durch den Einsatz von mehreren Spannungsreglern wird zusätzlich eine Entkopplung der verschiedenen Versorgungsspannungen erreicht. Große Laststromanforderungen wie bei Sendeimpulsen haben so keinen Einbruch der Versorgungsspannungen der anderen Teilmodule zur Folge. So werden störungsfreie, rauscharme und konstante Versorgungsspannungen bereitgestellt, welche auch eine bessere Performance der versorgten Funktionseinheiten bezüglich Signal- und Rauschverhalten ermöglichen. Verrauschte Versorgungsspannungen mit Welligkeit auf Grund von mangelnder Entkopplung haben nämlich auch eine Erhöhung des Rauschpegels auf dem Signalpfad zur Folge. Ein Maß für die Unterdrückung solcher Störungen der Versorgungsspannung stellt der Betriebsspannungsdurchgriff (Power Supply Rejection Ratio - PSSR) dar. Er ist definiert als Quotient aus der Verstärkung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung und der Verstärkung zwischen Versorgungs- und Ausgangsspannung. Um das Signal-Rauschleistungsverhältnis bei erhöhtem Rauschpegel konstant zu halten, muss wiederum die Verstärkung und somit die Verlustleistung erhöht werden. So führt eine Verwendung von rauscharmen, entkoppelten Versorgungsspannungen generell zu einer Reduzierung der Versorgungsleistung. Der zusätzliche Leistungsaufwand kann vernachlässigt werden und liegt pro Spannungsregler im Mikrowatt-Bereich.

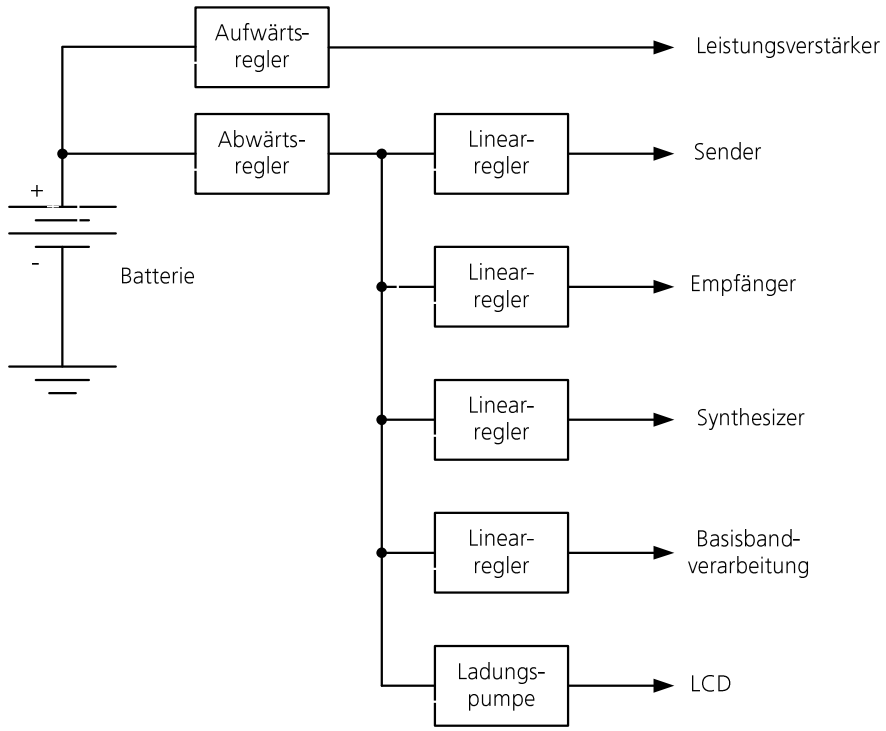


Abbildung 8: Verwendung von unterschiedlichen Versorgungsspannungen

2.2.5 Zusammenfassung

Alle hier aufgeführten Verfahren sind in erster Linie dazu entwickelt worden, die Sende- und Empfangseigenschaften zu verbessern. Die Reduzierung des Stromverbrauchs ist meist nur ein positiver Nebeneffekt und könnte noch wesentlich wirkungsvoller eingesetzt werden. Das größte Einsparungspotential wird bei der Regelung der Sendeendstufe und bei der Verwendung verschiedener Betriebsmodi beziehungsweise durch Deaktivierung nicht benötigter Komponenten erreicht.

2.3 Systeme und Schaltungen zur Messung der Signalleistung

Da die Leistung von Nutz- und Störsignal die wichtigste Information darstellt, um mobile Kommunikationssysteme abhängig von Anforderungen und Umgebungsbedingungen zu regeln und so eine betriebsparameterabhängige Steuerung zu realisieren, werden hier unterschiedliche Systeme zur Signalleistungsmessung beschrieben und verglichen. Zu diesem Zweck muss der quadratische Mittelwert (RMS - Root-Mean Square) einer Spannung eingeführt werden. Dieser entspricht dem Effektivwert und ist folgender Massen definiert:

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [u(t)^2]dt}$$

T steht hier für die Messdauer, die groß gegenüber der größten im Signal enthaltenen Schwingungsdauer sein sollte, um eine messzeitunabhängige Angabe zu erhalten. Bei periodischen Signalen kann sie gleich der Periodendauer des Signals gewählt werden. Nach der Definition ist der Effektivwert einer Wechselspannung derjenige Gleichspannungswert, der die gleiche mittlere Leistung und damit Wärmewirkung in einem Widerstand zur Folge hat. Weiterhin bezeichnet u(t) die zeitabhängige Spannung und t die Zeit. Bei sinusförmigen Spannungen gilt:

$$U_{rms} = U_{spitze} / \sqrt{2}$$

Für die Bewertung der unterschiedlichen Schaltungen ist der Crest-Faktor wichtig. Er ist definiert als der Quotient aus dem Spitzenwert U_{spitze}, also der maximalen Signalamplitude, und dem RMS-Wert U_{rms} des Signals [ST93][CFS1][Nas1].

$$CrestFaktor = \frac{U_{spitze}}{U_{rms}}$$

Niedrige Crest-Faktoren haben beispielsweise Sinuswellen mit $\sqrt{2}$ und amplitudensymmetrische Rechtecksignale, deren Crest-Faktor gleich eins ist [KC86].

2.3.1 Diodendetektor

Bei der Methode des Diodendetektors zur Bestimmung des Effektivwerts eines HF-Signals wird näherungsweise die Einhüllende des HF-Signals durch Gleichrichtung und Tiefpassfilterung verwendet. Diese Systeme sind meistens für Sinuswellen kalibriert. Falls jedoch das Eingangssignal kein Sinussignal mehr ist, entstehen Fehler. Weiterhin muss die Charakteristik der Diode, im speziellen der Spannungsabfall über der Diode, bei der Korrektur der Messergebnisse berücksichtigt werden [KC86].

Vereinfacht ist der Diodendetektor ein Einweg-Gleichrichter mit einem Ausgangsfilter. Er zeichnet sich durch eine lineare Übertragungskennlinie aus. Für geringe Eingangspegel und bei Temperaturschwankungen verringert sich die Performance dieser Schaltungen in Abhängigkeit der Diodencharakteristik jedoch stark.

Diodendetektoren messen nicht den wirklichen RMS-Wert. Die Ausgangsspannung dieser Schaltungen variiert auch bei konstantem RMS-Eingangswert abhängig vom Crest-Faktor des Eingangssignals. Bei Systemen mit konstantem Crest-Faktor ist dies tolerierbar, der Detektor kann entsprechend kalibriert werden, um den wahren RMS-Wert zu messen [Nas1].

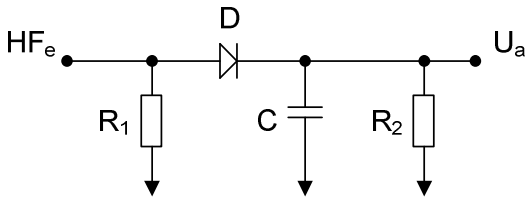


Abbildung 9: Einfacher Dioden-Detektor

2.3.2 Logarithmischer Verstärker

In der Kommunikationstechnik versteht man unter Logarithmischen Verstärkern Schaltungen, welche den Logarithmus der Einhüllenden des Signals bestimmen. So werden Signale, welche über einen sehr großen Bereich variieren (z.B. 1 mV bis 1 V) in Signale umgewandelt, welche über einen viel kleineren Bereich variieren (z.B. 1 V bis 3 V). Dies zeigt sich in der Verwendung von Sendeempfängern als besonders vorteilhaft, da hier die Signale um viele Zehnerpotenzen beispielsweise zwischen 1 µV bis 0,1 V variieren können. Es geschieht bei Logarithmischen Verstärkern eine Umwandlung vom linearen in den logarithmischen Bereich.

Typische Anwendungen von Logarithmischen Verstärkern sind die Empfangssignalstärke-Erkennung (RSSI) und die Sendeleistungskontrolle. Logarithmische Verstärker können auch als Demodulatoren für einfache Modulationsverfahren wie ASK verwendet werden. Aktuelle Realisierungen ermöglichen weiterhin eine Phasen- oder Frequenzdemodulation.

Für die Umwandlung eines Logarithmischen Verstärkers gilt vereinfacht:

$$U_a = U_Y \cdot \log(|u_e| / U_X) \text{ mit } U_X > 0$$

Hier steht U_Y für die Steigung der Übertragungskennlinie, die so genannte Slope-Spannung und u_e bezeichnet das Eingangssignal, das eine Wechselspannung ohne Gleichspannungsanteil darstellt. U_X wird als Intercept-Spannung bezeichnet und ist diejenige Eingangsspannung, für welche die Ausgangsspannung null ist. Der Intercept-Punkt, der den Schnittpunkt der Übertragungsfunktion mit der x-Achse kennzeichnet, ist jedoch nur ein theoretischer, extrapolierter Punkt. Auf Grund der hohen Verstärkung des Logarithmischen Verstärkers wird schon ein geringes Eingangsrauschen auch ohne anliegendes Eingangssignal am Ausgang eine von null verschiedene Spannung zur Folge haben. Abbildung 10 zeigt also nur die ideale Übertragungskennlinie, wogegen die reale Kennlinie zu kleinen Werten des Eingangssignals in eine horizontale Gerade übergeht statt die x-Achse zu schneiden. Beide Parameter definieren die Übertragungsfunktion des Logarithmischen Verstärkers. Eine Änderung des Ausgangs des Verstärkers um 1 V für eine Eingangssignaländerung um Faktor 10 (20 dB) bedeutet eine Steigung von 50 mV/dB.

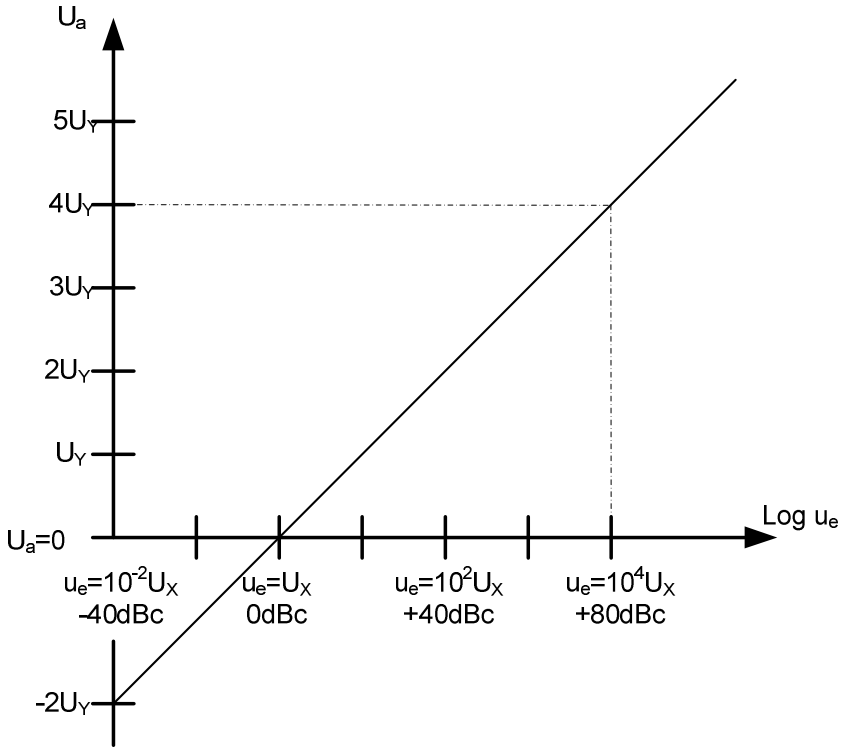


Abbildung 10: Ideale Übertragungskennlinie des Logarithmischen Verstärkers

Der Unterschied zu einem linearen Verstärker zeigt sich in der Ableitung der Ausgangsspannung U_a nach der Eingangsspannung U_e:

$$\frac{dU_a}{du_e} = \frac{U_Y}{|u_e|}$$

Die Verstärkung ist eine Funktion der Eingangsspannung. Das bedeutet bei Kleinsignal-Bedingungen wird eine hohe Verstärkung benötigt, um ein möglichst ideales Verhalten zu realisieren. Außerdem produziert aus diesem Grund das thermische Rauschen am Eingang ein Ausgangssignal auch wenn kein Eingangssignal anliegt und verfälscht so die ideale Übertragungskennlinie. Eine andere Formel zur Beschreibung von Logarithmischen Verstärkern ist die folgende, bei der das Eingangssignal P_e und der Intercept-Punkt P_0 als Leistung in dBm angegeben werden:

$$U_a = U_Y \cdot (P_e - P_0)$$

Die logarithmische Funktion ist in dieser Formel verschwunden, da die Spannungen in der Klammer der vorherigen Formel nun als Leistungen in dBm angegeben wurden.

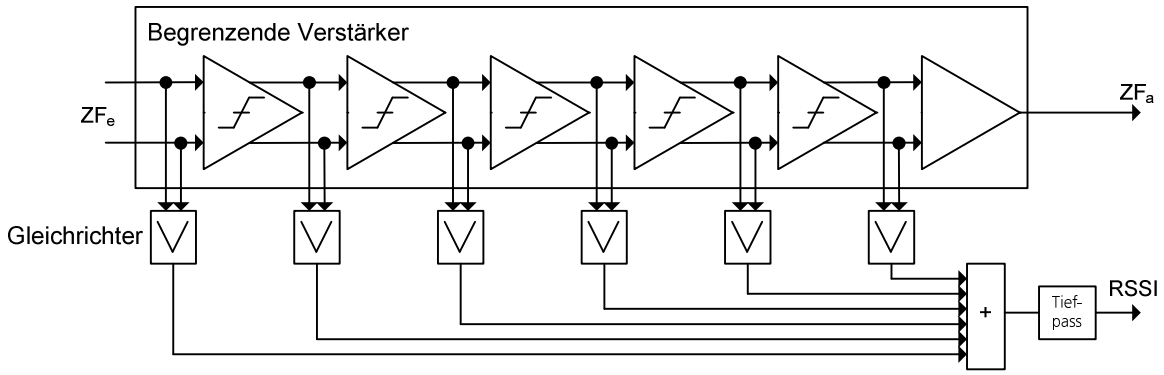


Abbildung 11: Blockschaltbild eines Logarithmischen Verstärkers

Der Kern eines Logarithmischen Verstärkers ist eine Kette von Verstärkern, bei denen die Verstärkung jeweils zwischen 10 und 20 dB beträgt. Durch die Verstärkung jeder einzelnen Stufe beginnen ab einer bestimmten Stufe alle nachfolgenden Stufen zu übersteuern und zu begrenzen. Das Signal wird über diesen Pegel hinaus nicht weiter verstärkt. Nach jedem Verstärker wird das Signal zu jeweils einem Gleichrichter geführt, deren Ausgangssignale summiert und mit einem Tiefpassfilter geglättet werden. Durch die hohe Verstärkung der ganzen Kette fallen die Beiträge der Ausgangssignale der ersten Stufen kaum ins Gewicht. So erreicht man einen quasi-logarithmischen Ausgang. Heutzutage verfügbare Logarithmische Verstärker verwenden spezielle Schaltungsdesigns um die Verstärkungs- und Begrenzungskennlinie genau zu formen und so den Übergang zwischen den verschiedenen Dekaden möglichst glatt zu gestalten [AD99-1] [HCW00] [AD98] [AD01].

2.3.3 Thermische RMS-DC-Wandlung

Bei der thermischen RMS-DC-Umwandlung wird die Wärme, die ein unbekanntes Wechselspannungssignal in einem Widerstand produziert mit der Wärme eines bekannten Gleichspannungssignals verglichen. Wenn die kalibrierte Spannungsreferenz zur Erzeugung des Gleichspannungssignals so eingestellt ist, das der Temperaturunterschied zwischen dem Widerstand des Signals und dem Widerstand der Spannungsreferenz null ist, so wird in beiden Widerständen die gleiche Wärme produziert. Auf Grund der Definition des RMS-Werts entspricht dann die Spannung des DC-Signals dem RMS-Wert des unbekannten Signals.

Der thermische RMS-DC-Wandler besteht aus zwei Widerständen, die in Kontakt mit jeweils einem linearen Temperatur-Spannungs-Konverter wie beispielsweise einem Thermokoppler

sind. Die Spannungen dieser Konverter werden in einem Operationsverstärker verglichen und dessen Ausgangsspannung steuert einen der beiden Temperatur-Spannungs-Konverter an.

Die thermischen RMS-DC-Wandler zeichnen sich durch eine hohe Genauigkeit von annähernd 0,1% und eine große Bandbreite aus. Die festen Zeitkonstanten der Temperatur-Spannungswandler begrenzen jedoch den Arbeitsbereich zu hohen Frequenzen hin [KC86].

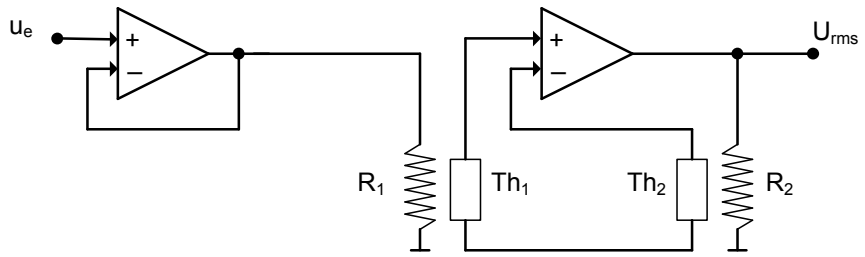


Abbildung 12: Thermische RMS-DC-Wandlung

2.3.4 Elektronische RMS-DC-Wandler

So genannte RMS-DC-Wandler ermitteln durch elektronische Schaltungen einem dem RMS-Wert des Eingangsignals proportionalen Gleichspannungswert. Man unterscheidet zwischen der expliziten und der impliziten RMS-DC-Wandlung.

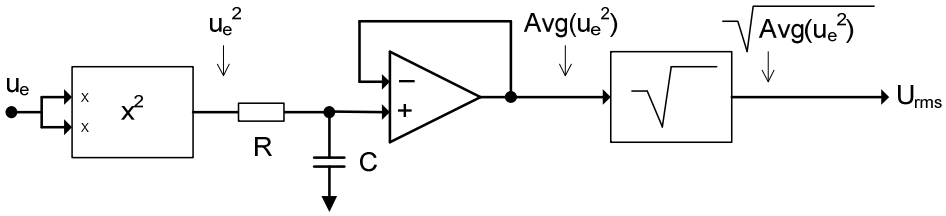


Abbildung 13: Explizite RMS-DC-Wandlung

Bei der expliziten RMS-DC-Ermittlung findet eine schrittweise Quadrierung, Mittelwertbildung und Wurzelbildung mit Hilfe von Multiplizieren und Operationsverstärkern statt. Es wird die mathematische Berechnungsformel

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [u^2]dt}$$

durch Schaltungstechnik realisiert. Diese Methode hat einen sehr begrenzten Dynamikbereich, da das Signal nach dem Quadrierer enorme Amplitudenschwankungen enthält. So wird beispielsweise aus einem Signalbereich von 10 mV bis 1 V nach dem Quadrierer ein Bereich von 0,1 mV bis 1 V. Solche Systeme werden deswegen nur für Anwendungen eingesetzt, wo Dynamikbereiche von etwa 10 dB vorkommen. Die Genauigkeit kann mit Hochleistungs-Multiplizieren und Operationsverstärkern bis zu 0,1% des Eingangsbereichs betragen. Mit diesem System lassen sich auch große Bandbreiten und hohe Geschwindigkeiten erzielen [KC86].

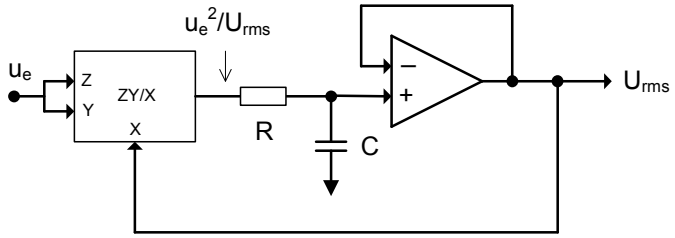


Abbildung 14: Implizite RMS-Berechnung

Die implizite RMS-DC-Wandlung (Abbildung 14) verwendet eine Rückkopplung, um die Wurzelfunktion implizit oder indirekt am Eingang der Schaltung auszuführen. Durch die Division mit dem Mittelwert des Ausgangs variieren die Signale mit dem RMS-Pegel des Eingangssignals, und nicht mit dem Quadrat, dadurch verfügen sie über einen geringeren Dynamikbereich. Realisiert werden solche mathematischen Funktionen meist durch eine Überführung der Signale in den logarithmischen Bereich mittels Bipolartransistoren. Dort entsprechen dann eine Multiplikation einer Addition und eine Division einer Subtraktion, welche mit einfachen Schaltungen ausgeführt werden können. Nachteilig wirkt sich die geringere Bandbreite als bei der thermischen und der expliziten RMS-DC-Wandlung aus. Vorteil der impliziten RMS-DC-Konversion sind die geringe Anzahl der benötigten Komponenten und damit die geringe Komplexität. Für die Ausgangsspannung bei solchen Systeme gilt [KC86]:

$$U_{rms} = Avg(u_e^2 / U_{rms})$$

wobei Avg für die Bildung des Mittelwertes steht. Durch Umstellen ergibt sich:

$$U_{rms} = \sqrt{Avg(u_e^2)}$$

Die folgende Umwandlung der Formel für den RMS-Wert leitet den Zusammenhang her, der bei impliziten RMS-DC-Wandlern mit Hilfe von Schaltungstechnik realisiert wird:

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T [U^2]\ dt}$$

$$U_{rms}^2 = \frac{1}{T}\int_0^T [U^2]\ dt$$

Das Integral über die Periodendauer T und die Division durch T kann als Mittelwertbildung (Avg – Average) approximiert werden:

$$Avg[U^2] = \frac{1}{T}\int_0^T [U^2]\ dt$$

Daraus erhält man:

$$U_{rms}^2 = Avg[U^2]$$

$$U_{rms} = \frac{Avg[U^2]}{U_{rms}}$$

Eine spezielle Realisierung der impliziten RMS-DC-Wandlung stellt die so genannte "Zwei-Quadrierer Architektur" dar. Bei dieser wird nach der Quadrierung und Mittelwertbildung die Wurzelfunktion durch einen Verstärker mit einem Quadrierer in der Rückkoppelschleife ausgeführt. Vorteil dieser Realisierung ist die geringe Komplexität. Durch die Verwendung von zwei gleichen Quadrierern ist der Wandlungsgewinn der Schaltung unabhängig von den einzelnen Quadrierern und relativ temperaturunabhängig [NG99].

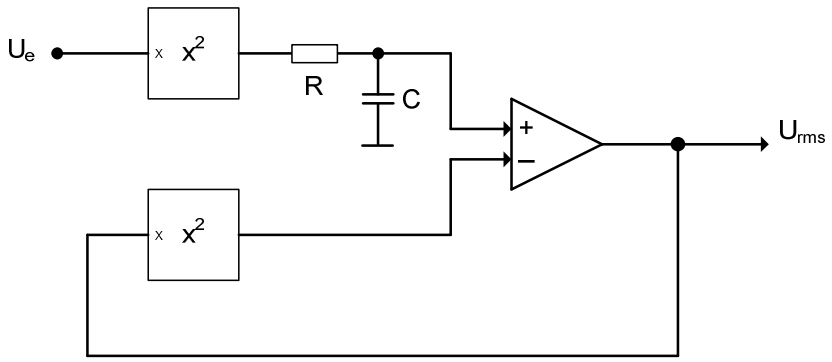


Abbildung 15: Zwei Quadrierer-Architektur

2.3.5 Vergleich und Gegenüberstellung

In Tabelle 3 werden die unterschiedlichen Systeme zur Messung von Signalleistung vergleichend gegenübergestellt.

Parameter	Diodendetektor	Logarithmischer Verstärker	Thermischer Wandler	RMS-DC-Wandler
Platzbedarf	mittel	niedrig	hoch	niedrig
Leistungsverbrauch	< 1mW	> 1mW	> 1mW	≈ 1 mW
Temperatur-stabilität	niedrig	mittel	hoch	hoch
Ansprechzeit	Mikrosekunden	< 10 Mikrosekunden	Millisekunden	< 5 Mikrosekunden
Dynamikbereich	20 dB	Bis zu 100 dB	20 dB	25 – 30 dB
Kosten	niedrig	mittel	mittel	mittel

Tabelle 3: Vergleich unterschiedlicher Systeme zur Messung von Signalleistung [AD95]

Der Diodendetektor besticht durch die niedrigen Kosten, hat jedoch eindeutige Nachteile was den Platzbedarf und die Temperaturstabilität betrifft. Der Logarithmische Verstärker hat den höchsten Dynamikbereich, allerdings nach dem Thermischen Detektor auch den höchsten Stromverbrauch. Dieser wiederum schneidet bei Betrachtung des Platzbedarfs am schlechtesten ab. Der RMS-DC-Konverter hat die meisten Vorteile, wobei er besonders bezüglich Platzbedarf, Leistungsverbrauch und Ansprechzeit am besten für mobile Geräte geeignet ist [AD95].

2.4 Untersuchung der Kanal- und Zeitmultiplexeigenschaften von Kommunikationssystemen

2.4.1 Kanaleigenschaften

Der Mobilfunkkanal besteht aus allem, was sich zwischen Sende- und Empfangsantenne befindet. Es gehören dazu Atmosphäre, Städtebau, Landschaft, Fahrzeuge, Personen usw. Jedes dieser Objekte trägt zur gesamten Wellenausbreitung bei. Man unterscheidet zwischen den folgenden Ausbreitungsmechanismen:

Reflexion: Tritt auf, wenn die Dimension des reflektierenden Objekts viel größer als die Wellenlänge ist.

Streuung: Tritt auf, wenn die Dimension des reflektierenden Objekts in der Größenordnung der Wellenlänge ist.

Beugung: Tritt an Kanten auf. Die elektromagnetische Welle dringt in das Material ein und über die Bildung von sekundären Wellen wird das Signal gebeugt.

Abschattung: Wird durch den Ausbreitungspfad blockierende Objekte erzeugt.

Im Idealfall ist der Kanal in beide Richtungen, also von der Basisstation zur Mobilstation und von der Mobilstation zur Basisstation gleich. In der Realität ist dies jedoch meist schon durch die oft unterschiedlichen Frequenzen von Uplink und Downlink nicht mehr gegeben. Somit sind die Ausbreitungsbedingungen in beide Richtungen unterschiedlich.

Der Mobilfunkkanal ist auf Grund der Bewegung des Teilnehmers nicht mehr zeitinvariant, sondern er ändert sich mit der Zeit. Bei der Reaktion des Mobilfunkkanals auf ein schmalbandiges Signal fallen zwei unterschiedliche Effekte auf. Zum einen wird ein langsam veränderlicher Prozess beobachtet, zum anderen ein schnell veränderlicher Prozess mit tiefen Einbrüchen in der Leistung.

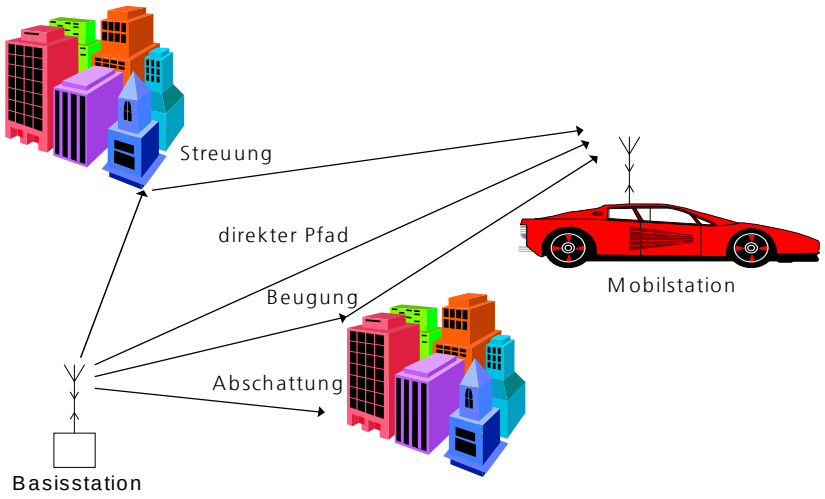


Abbildung 16: Mehrwegeausbreitung

Der langsame Prozess ergibt sich aus Bewegungen über große Entfernungen. Je nach Standort treten unterschiedliche Leistungen auf. Der schnellveränderliche Prozess ergibt sich durch Mehrwegeempfang. Die verschiedenen Pfade der Signalausbreitung überlagern sich und interferieren je nach Phasenlage konstruktiv oder destruktiv miteinander. Durch Änderung der Position ändern sich die Pfadlängen und somit die Phasenlagen. Dadurch können starke Einbrüche in der Leistung entstehen. Man geht davon aus, dass beide Prozesse voneinander unabhängig sind. Außerdem kann angenommen werden, dass der langsam veränderliche Prozess einem lokalen Mittelwert entspricht und von der Umgebung (Abschattung, Streuung, Reflexion, etc.) abhängt. Der schnellveränderliche Prozess wird von der Umgebung nicht signifikant beeinflusst.

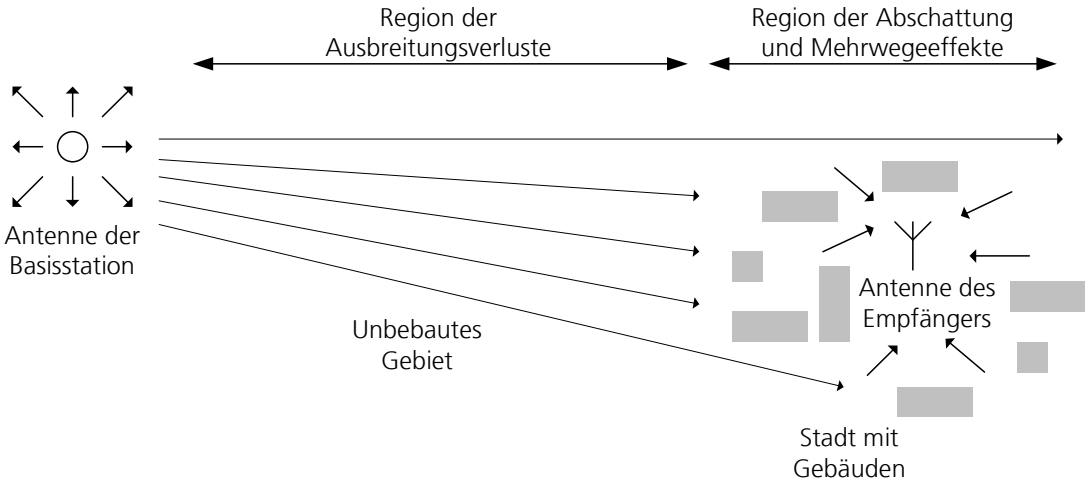


Abbildung 17: Bereiche im Mobilfunk [Sor1]

Generell kann man werden drei reale Ausbreitungseffekte unterschieden. Dieses ist:

- die mittlere Ausbreitungsdämpfung,
- die Abschattung und
- die lokalen Mehrwegeeffekte.

Die mittlere Ausbreitungsdämpfung wird auch als global bezeichnet, weil sie für kleine Bewegungen im Gegensatz zu den Mehrwegeeffekten konstant bleibt und von der Entfernung abhängig ist. Sie kann entsprechend der Umgebung mit unterschiedlichen Modellen abgeschätzt werden. Im freien Feld wird hierzu die Friis-Formel verwendet, bei der die Leistung mit 20 dB pro Dekade des Abstands abnimmt. Existieren einzelne Hindernisse zwischen Sender und Empfänger, was beispielsweise in ländlichen Gebieten und auf Autobahnen der Fall ist, eignet sich das so genannte Zwei-Strahlen-Modell für die Berechnung der empfangenen Leistung. Bei diesem Modell, welches dann auch die Überlagerung der beiden Signale berücksichtigt, wird eine Abnahme um 40 dB pro Dekade des Abstands angenommen. Im bebauten Gebieten werden halbempirische Vorhersage-Modelle (z.B. COST 231 Okumura-Hata-Modell) für die Schätzung der Empfangsleistung unter Berücksichtigung der Ausbreitungsverluste und der Abschattung durch Bebauung verwendet (Path-Loss Vorhersage). Bei der Funknetzplanung werden dazu Geländedatenbanken verwendet [Mar1].

Die Abschattung, die durch die Bebauung und auch durch bewegte Objekte hervorgerufen wird, kann als logarithmisch normalverteilter Zufallsprozess modelliert werden. Bei der Funknetzplanung werden Abschattungseffekte durch Sicherheitszuschläge berücksichtigt [Mar1].

Bei lokalen Mehrwegeeffekten, bei denen mehr als zwei Empfangssignale auftreten, wird eine exakte Berechung der Leistung aller einfallenden Signale zu aufwendig. Daher werden hier stochastische Modelle wie die Rice- oder Rayleigh-Verteilung für die Bestimmung der Empfangsleistung verwendet. Bei der Funknetzplanung finden sie keine Berücksichtigung, stattdessen werden die Übertragungsverfahren für den Umgang mit solchen Mehrwegeeffekten ausgelegt [Mar1].

2.4.1.1 Ausbreitungsdämpfung und Abschattung

Im offenen Gebiet ohne Abschattung tritt nur die mittlere Ausbreitungsdämpfung auf:

$$\frac{P_E}{P_S} = \frac{G_E \cdot G_S}{(4\pi df / c)^2} = \frac{G_E \cdot G_S}{(4\pi[d/\lambda])^2}.$$

Diese Formel wird auch als Friis-Formel bezeichnet [Mar1]. d steht hierbei für die Entfernung zwischen Mobilstation und Basisstation, f für die Frequenz, c für die Lichtgeschwindigkeit als Ausbreitungsgeschwindigkeit und λ für die Wellenlänge. P_S bezeichnet die gesendete Leistung, P_E die empfangene Leistung, G_S den Sende- und G_E den Empfangsgewinn der Antennen. Die empfangene Leistung ist daher in erster Linie vom Abstand zur Sendeantenne abhängig.

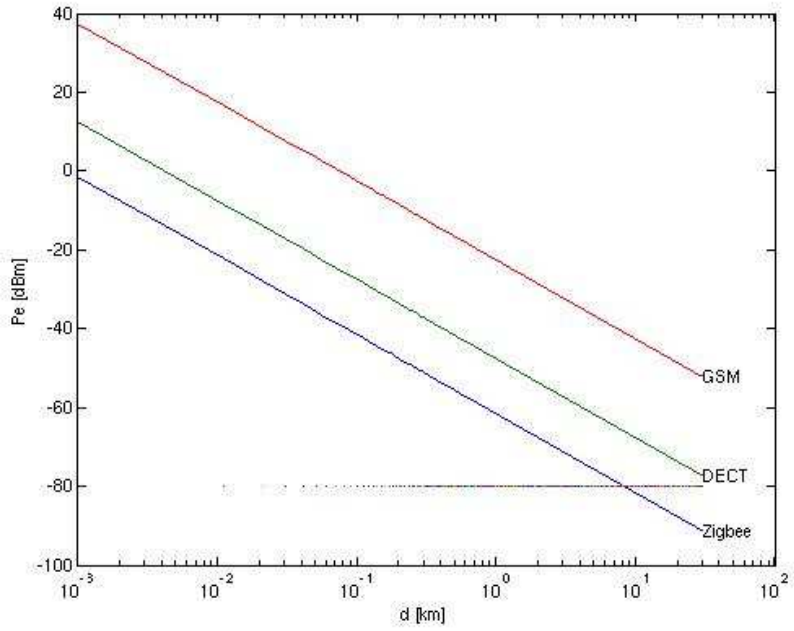


Abbildung 18: Empfangsleistung P_e einiger Kommunikationsstandards (vgl. Tabelle 2) nach der Friis-Formel

In Abbildung 18 ist die zu erwartende Empfangsleistung im freien Feld mit Hilfe der Friis-Formel bei standard-typischen Empfangsleistungen berechnet. Als Referenz ist eine Vergleichslinie bei -80 dBm gezeichnet. Bedenkt man, das sowohl Zigbee als auch DECT für deutlich kleinere Zellgrößen als GSM ausgelegt ist, kann man bei maximalem Abstand am Rande der Zelle ei-

nes Funkstandards und optimalen Bedingungen ohne Abschattung immer von einer Empfangsleistung von mindestens -80 dBm ausgehen.

Da Gebiete ohne Abschattung in der Praxis äußerst selten sind, werden für die Berechnung der globalen Ausbreitungsdämpfung halb-empirische Vorhersagemodelle verwendet, welche auch die Abschattung auf Grund von Bebauung mit berücksichtigen. Ein Beispiel hierfür ist das COST 231 Okumura-Hata Modell [Mar1]. Die entfernungsabhängige Ausbreitungsdämpfung ist bei diesem Modell durch die folgende Formel gegeben:

$$a / dB = a_0 + p \cdot 10 \cdot \lg(d / km) + \alpha \cdot 10 \cdot \lg(f / MHz)$$

Hierbei steht a für die Dämpfung in dB, a_0 für eine Grunddämpfung, für die

$$a_0 / dB = -G_S - G_E - 13{,}82 \cdot \lg(h_b / m) + C - (1{,}1 \cdot \lg(f / MHz) - 0{,}7) \cdot h_m / m + (1{,}56 \cdot \lg(f / MHz) - 0{,}8)$$

gilt. Hier bezeichnet h_m die Höhe der Mobilstation und h_b die Höhe der Basisstation in Metern. Gültig ist dieses Modell nur innerhalb der folgenden Parametergrenzen:

Parameter	**Grenzen**
f	400...1000 MHz bzw. 1500...2000 MHz
d	1...20 km
h_b	30...200 m
h_m	1...10 m

Tabelle 4: Gültigkeitsgrenzen des COST 231 Okumura-Hata Modells [Mar1]

Für den Entfernungsexponent p und den Frequenzexponent α gilt:

$$p = 4{,}49 - 0{,}655 \cdot \lg(h_b / m)$$

$$\alpha = \begin{cases} 2{,}616 \, für: \, f = 0{,}4...1 \; GHz \\ 3{,}39 \, für: \, f = 1{,}5...2 \; GHz \end{cases}$$

Der Korrekturfaktor C lässt sich aus den Formeln in der Tabelle 5 bestimmen [Mar1].

Morphoklasse	f=0,4...1 GHz	f=1,5...2 GHz
Ländliches Gebiet	$C = 28{,}61 - 4{,}78 \cdot (\lg(f / MHz))^2 - 18{,}33 \cdot \lg(f / MHz))$	nicht gültig
Vorstadt	$C = 64{,}15 - 2 \cdot (\lg(f /(28\ MHz)))^2$	$C = 46{,}3$
Kleine/mittlere Stadt	$C = 69{,}55$	$C = 46{,}3$
Grosstadt	$C = 74{,}52 + (1{,}1 \cdot \lg(f / MHz) - 0{,}7) \cdot h_m / m -$ $(1{,}56 \cdot \lg(f / MHz) - 0{,}8) - 3{,}2 \cdot (\lg(11{,}75 h_b / m))^2$	$C = 46{,}3$

Tabelle 5: Berechnung des Korrekturfaktors für das COST 231 Modell [Mar1]

In Abbildung 19 sind die Dämpfung a und die Empfangsleistung P_e in Abhängigkeit des Abstands aufgetragen. Als Beispielwerte wurden hier 10 dB Antennengewinn bei Sender und Empfänger und 100 W (50 dBm an 50 Ohm) Sendeleistung (Effective Isotropic Radiated Power EIRP=1 kW) bei einer Sendefrequenz von 900 MHz verwendet. Für die Höhe der Basisstation wurden 10 m und für die Höhe der Mobilstation 2 m angenommen. Der Korrekturfaktor wurde entsprechend einer kleinen bzw. mittleren Stadt gewählt.

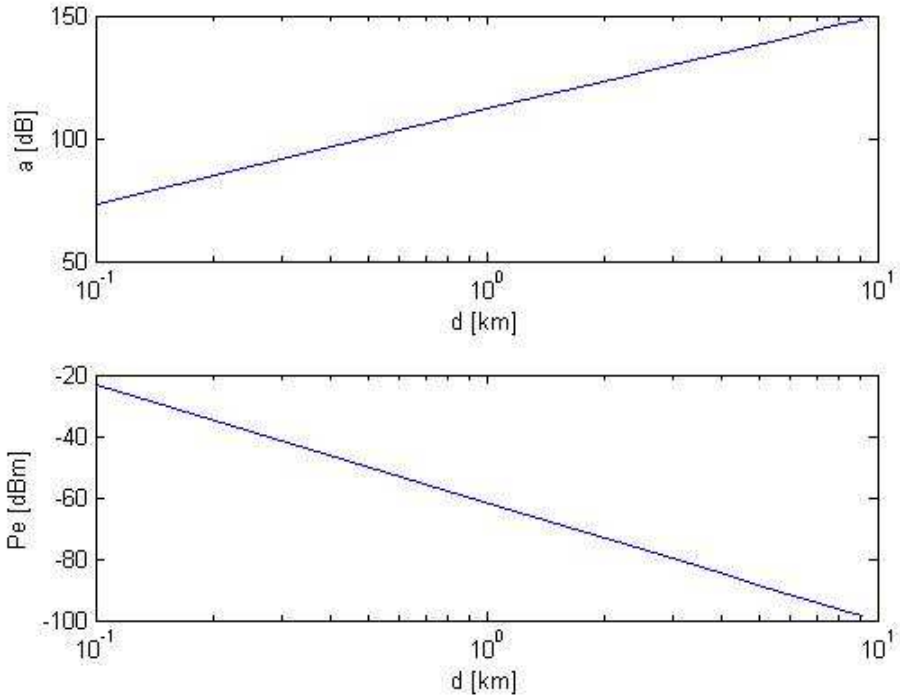


Abbildung 19: Ausbreitungsdämpfung a und Empfangsleistung P_e als Funktion des Abstandes d zur Basisstation bei einer kleinen bzw. mittleren Stadt und 100 W (50 dBm an 50 Ohm) Sendeleistung (EIRP=1 kW) mit 10 dB Antennengewinn bei Sender und Empfänger (h_b=10 m, h_m=2 m)

2.4.1.2 Lokale Mehrwegeeffekte

Eine typische Übertragungssituation besteht wenn ein Teil des Signals ablenkungsfrei den Empfänger erreicht und der restliche Teil des Empfangssignals sich aus reflektierten, gestreuten oder auch gebeugten Komponenten zusammensetzt. Die einzelnen, so genannten Echo-Komponenten sind dabei unterschiedlichen Dämpfungseinflüssen ausgesetzt, wobei die kürzeste Verbindung auch durchaus eine stärkere Dämpfung erfahren kann als die reflektierten Signalanteile. Oftmals existiert gar kein direkter Pfad, somit ist die Mehrwegeausbreitung ein Vorteil für drahtlose Übertragungen an Positionen, die auf Grund von Abschattungen nicht über einen direkten Pfad erreicht werden können. Da die unterschiedlichen Pfade unterschiedliche Längen haben, weisen die empfangenen Signale auch zueinander unterschiedliche Phasen auf. Als problematisch erweist sich die Interferenz zwischen den unterschiedlichen Ausbreitungspfaden. Diese Interferenz auf Grund von Mehrwegeausbreitung führt zu frequenzselektivem Schwund (engl. Fading). Wegen der Bewegung der Teilnehmer ändern sich die unterschiedlichen Pfadlängen noch mit der Zeit.

Zur vereinfachten Berechnung des Fadings wird meist von einem Zweistrahlenmodell (Two-Ray-Model - TRM) ausgegangen. Diese Annahme gilt vor allem in ländlichen Gebieten und oft auf Autobahnen, wo nur ein direktes und ein vom Boden reflektiertes Signal existieren. Im Gegensatz zu urbanen Gebieten entstehen hier auf Grund fehlender Bebauung kaum gebeugte, sonstige reflektierte oder gestreute Wellen.

Am Empfänger kommen also zwei Signale aus unterschiedlichen Richtungen und mit unterschiedlichen Verzögerungen an. Das resultierende Signal ist die Vektorsumme aus den beiden. Je nach konstruktiver oder destruktiver Überlagerung abhängig von der relativen Phase hat das resultierende Signal dann hohe oder niedrige Leistung. Beim Zweistrahlenmodell geht man von einem direkten Signal (Line-of-Sight - LOS) und einem am Boden reflektierten Signal (Ground - g) aus.

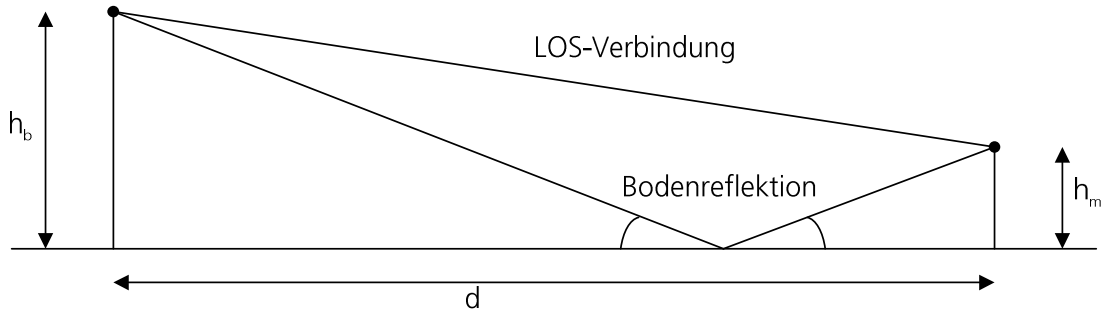


Abbildung 20: Geometrische Verhältnisse beim Zweistrahlen-Modell

Über geometrische Berechnungen erhält man für die Leistung als der Summe aus zwei einzelnen Signalen [Mar1]:

$$P_E \approx P_S G_S G_E \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \cdot 4\left|\sin\left(2\pi \frac{h_b h_m}{\lambda d}\right)\right|^2 \qquad \text{für } d >> h_b + h_m$$

$$P_E \approx P_S G_S G_E \frac{(h_b h_m)^2}{d^4} \qquad \text{für } d >> h_b h_m / \lambda$$

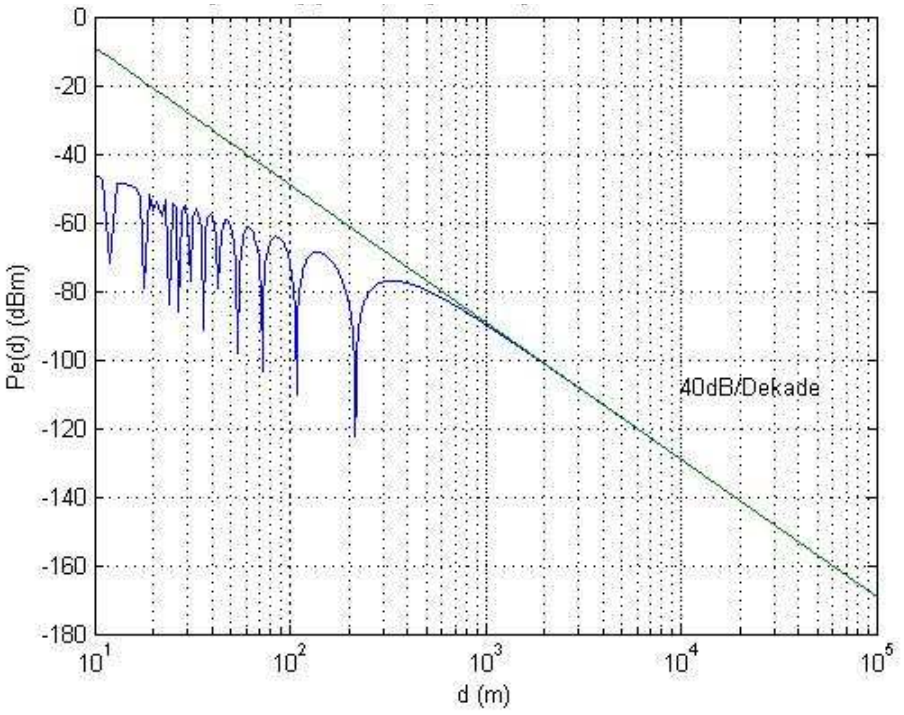


Abbildung 21: Entfernungsabhängige Empfangsleistung (f=900 MHz, h_b=20 m, h_m=1,8 m)

In der Beispielgrafik für die entfernungsabhängige Empfangsleistung in Abbildung 21 wurde die erste der obigen Formeln verwendet, wobei eine 20 m hohe Basisstation und eine Frequenz von 900 MHz angenommen wurden. Es ist zu sehen dass die Empfangsleistung um bis zu 50 dB einbrechen kann. Die Hilfsgerade mit einem Abfall von 40 dB pro Dekade macht deutlich dass für große Abstände d die Leistung mit 40 dB pro Dekade abnimmt.

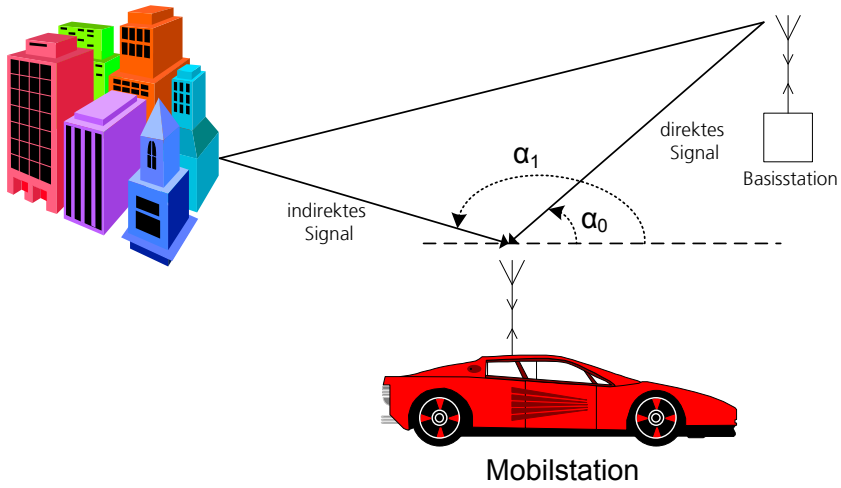


Abbildung 22: Direktes und indirektes Signal beim Zwei-Wege-Modell

Berücksichtigt man die Bewegung des Teilnehmers und die damit verbundene Dopplerverschiebung entstehen für die empfangene Leistung Maxima und Minima, so genannte Fadingeinbrüche, für die in nachstehender Tabelle einige Beispiele angegeben sind. Δb steht für die Differenz der Einfallsrichtungen, es gilt

$$\Delta b = \cos\alpha_0 - \cos\alpha_1 ,$$

wobei α_0 und α_1 die Einfallswinkel des direkten und des indirekten Signals an der Mobilstation sind (siehe Abbildung 22). Die Tabelle zeigt, dass je schneller sich die Mobilstation bewegt, desto mehr Fadingeinbrüche pro Sekunde weist die Amplitude des Signals auf [Bau1].

v		10 km/h 2,7 m/s	50 km/h 13,8 m/s	100 km/h 27,7 m/s	200 km/h 55 m/s
Δb=1	Δt	108 ms	21,6 ms	10,8 ms	5,4 ms
	ΔF	9	46	92	185
Δb=1,5	Δt	216 ms	43,2 ms	21,6 ms	10,8 ms
	ΔF	4	23	46	92

Tabelle 6: Zeitlicher Abstand Δt zwischen Maxima oder Minima und Fadingeinbrüche pro Sekunde ΔF für f_0=1 GHz (λ=0,3 m), vier Geschwindigkeiten der Mobilstation, Δb=1 und 1,5

Trotz der Tatsache von normalerweise mehr als zwei Reflexionen bleibt das „unangenehme" Phänomen der destruktiven Überlagerung bestehen. Hierdurch ergibt sich der oben erwähnte schnellveränderliche Prozess. Obwohl sich der Ort der Reflexionen kaum verändert, kann sich die Phasenlage der Pfade durch die kleine Wellenlänge der Signale vollkommen verändern. Daher ist es möglich, dass je nach Phasenlage aus einer konstruktiven Interferenz eine destruktive und umgekehrt wird [Kam96][Sor1].

Bei mehr als zwei Empfangspfaden werden stochastische Modelle für die Charakterisierung der Mehrwegeausbreitung verwendet. Da die Wellenlängen normalerweise sehr viel kleiner als die Unterschiede der Pfadlängen ist, kann angenommen werden, dass die gestreuten Pfade unkorrelierte Phasenlagen haben. Falls kein Pfad dominiert, was sicher der Fall ist wenn wegen Abschattung kein direkter Pfad (Line-of-Sight) vorhanden ist und wenn weiter die Anzahl der Pfade sehr groß ist, erhält man einen Gaußprozess mit Mittelwert null. Bei einem direkten Pfad würde sich eine Gaußverteilung mit Mittelwert der Amplitude des direkten Pfads ergeben. Die Wahrscheinlichkeitsdichte (PDF- Probability Density Function) eines Gauß-Prozesses mit der Zufallsvariablen X lautet:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \exp[-(x-\mu)^2 / (2 \cdot \sigma^2)]$$

Hier bezeichnet μ den Erwartungswert und σ die Standardabweichung. Die empfangene Leistung S kann also durch eine Übertragungsfunktion, die als komplexe gaußverteilte Zufallsvariable angesehen werden kann, beschrieben werden. Für die empfangene Leistung ist aber die Amplitude der Übertragungsfunktion ausschlaggebend [Kam96][Sor1][Par01].

Für den Betrag der komplexen Einhüllenden

$$| S(t) |= \sqrt{\mathrm{Re}[S(t)]^2 + \mathrm{Im}[S(t)]^2}$$

ergibt sich aus der Gaußverteilung eine Rayleigh Verteilung mit der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion [Kam96][Sor1][Par01]

$$p(R) = R / \sigma^2 \cdot \exp(-R^2 / 2\sigma^2) .$$

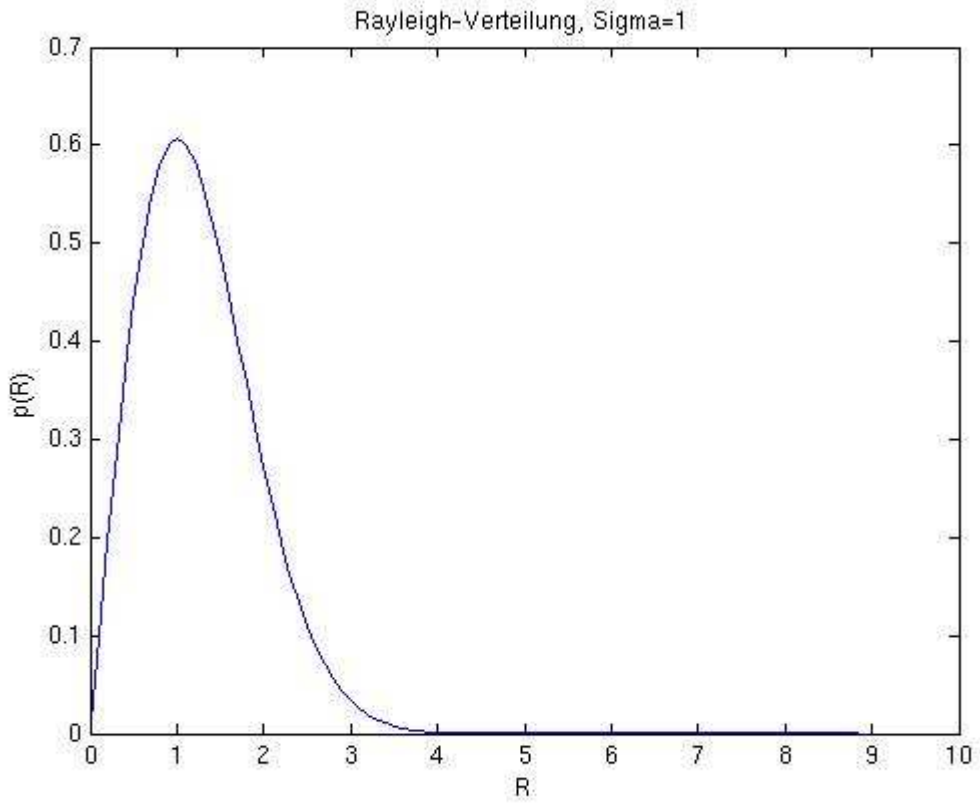


Abbildung 23: Rayleigh-Verteilung, Sigma=1

Dabei bezeichnet σ den zeitlichen Mittelwert der Empfangsamplitude (Standardabweichung), σ^2 die mittlere Leistung und R steht für die Augenblicksamplitude. Der Mittelwert der rayleighverteilten Betragseinhüllenden beträgt $\sigma \cdot \sqrt{\pi / 2}$. Wenn sich am Empfänger eine Vielzahl gestreuter Komponenten überlagert, bezeichnet man dies auf Grund der sich ergebenden Verteilung des Betrags des empfangenen Signals als Rayleigh-Fading. Die Wahrscheinlichkeit,

dass das empfangene Signal kleiner als ein vorgegebener Wert r ist, errechnet sich durch das Integral über der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$P(R \le r) = \int_0^r p(R)dR$$

$$P(R \le r) = 1 - \exp(-r^2/(2\sigma^2))$$

was auch als CDF (Cumulative Density Function) bezeichnet wird [Par01].

Existiert eine Direktkomponente so ergibt sich das so genannte Rice-Fading. Mit dem Rice-Faktor

$$\mathrm{K} \equiv \frac{\mathrm{A}^2/2}{\sigma^2}$$

wird das Leistungsverhältnis von direkten und gestreuten Komponenten bezeichnet. A steht also für die Leistung des direkten Pfads. Für A=0 geht die Rice-Verteilung in eine Rayleigh-Verteilung über, was bedeutet das kein direkter Pfad besteht. Für den Betrag des resultierenden Empfangssignals einer Rice-Verteilung ergibt sich die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion [Kam96][Sor1]

$$p(R) = R/\sigma^2 \exp(-(R^2 - A^2)/2\sigma_s^2) \cdot I_0(\frac{A \cdot R}{\sigma^2})$$

Diese obige Verteilungsfunktion bezeichnet man als Rice-Verteilung, wobei I_0 für die modifizierte Besselfunktion erster Art nullter Ordnung

$$\mathrm{I}_0(\mathrm{x}) = \sum_{\mathrm{n}=0}^{\infty} \frac{\mathrm{x}^{2\mathrm{n}}}{2^{2\mathrm{n}}(\mathrm{n}!)^2}$$

steht [Kam96][Sor1].

Aufbauend auf die Rayleighverteilung werden im Mobilfunk zwei Kennwerte definiert, die für die Planung von Übertragungssystemen wichtig sind. Dies sind die "Level Crossing Rate

(LCR)" und die "Average Fade Duration (AFD)". Bei der LCR handelt es sich um die geschätzte Häufigkeit, mit der die Einhüllende des Signals einen bestimmten Schwellwert r in positiver (oder negativer) Richtung überschreitet. Sie errechnet sich aus der "Joint Probability Density Function" $p(r,\dot{R})$ bei dem bestimmten Schwellwert r und der Steigung $\dot{R} = \frac{dR}{dt}$ der Augenblicksamplitude. Man erhält für die LCR [Par01]:

$$LCR = \int_0^\infty \dot{R} p(r,\dot{R}) d\dot{R}$$

Durch Umrechnung ergibt sich

$$LCR = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} \cdot r \cdot \frac{v}{\lambda} \cdot \cos\alpha \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

$$LCR = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} \cdot r \cdot f_m \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

wobei

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos\alpha$$

für die Dopplerfrequenz, v für die Geschwindigkeit, λ für die Wellenlänge der Übertragungsfrequenz und α für den Einfallswinkel steht.

Die AFD beschreibt die durchschnittliche Zeit unterhalb eines bestimmten Werts. Die Wahrscheinlichkeit für ein Signal unterhalb eines gewissen Schwellwerts r ist

$$P(R \le r) = 1 - \exp(-r^2/(2\sigma^2)),$$

wobei σ^2 die mittlere Leistung beschreibt. Die AFD errechnet sich dann aus der gesamten Zeit unterhalb eines gewissen Schwellwerts und der Häufigkeit, mit der dieser Wert überschritten wird, also der "Level Crossing Rate (LCR)":

$$AFD = \frac{P(R \le r)}{LCR}$$

Durch Einsetzen erhält man:

$$AFD = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \cdot \frac{\exp(r^2 / 2\sigma^2) - 1}{r \cdot f_m}$$

$$AFD = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \cdot \frac{(\exp(r^2 / 2\sigma^2) - 1) \cdot \lambda}{r \cdot v \cdot \cos\alpha}$$

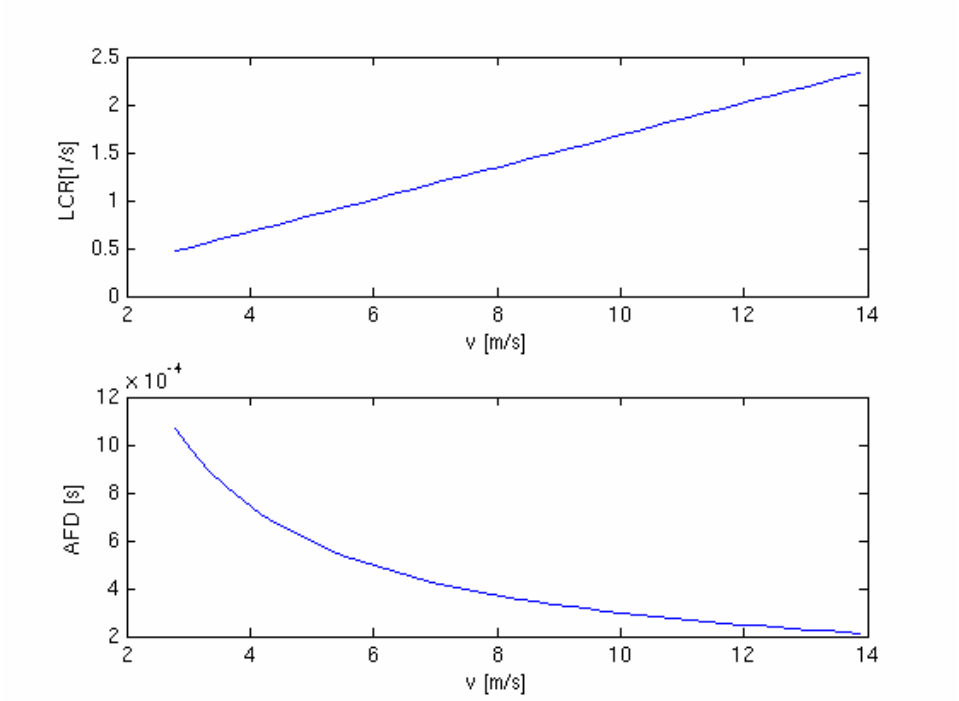


Abbildung 24: LCR und AFD für einen Schwellwert von – 80 dBm bei -50 dBm mittlerer Empfangsleistung

2.4.2 Zeitmultiplexeigenschaften und Sendeleistungskontrolle

In diesem Kapitel sollen die für die in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen relevanten Zeitmultiplexeigenschaften von Übertragungsstandards zusammengefasst werden. Diese werden benötigt, um daraus Anforderungen als auch Möglichkeiten zur Reduzierung der Verlustleistung durch eine betriebsabhängige Regelung abzuleiten. Wichtig sind hier vor allem die Länge der Zeitschlitze (Timeslots) und Zeitrahmen (Timeframes) sowie die Eigenschaften der implementierten Sendeleistungskontrolle. Beispielhaft soll dies für den Mobilfunkstandard GSM

durchgeführt werden, da hier alle typischen Eigenschaften von Multiplexverfahren vorherrschen und es sich dabei um einen populären, weltweit verbreiteten Standard handelt.

Das GSM-Protokoll verwendet sowohl Zeitmultiplex (Time-Division-Multiple-Access [TDMA]) wie auch Frequenzmultiplex (Frequency-Division-Multiple-Access [FDMA]) als Mehrfachzugriffsverfahren. Folgende Frequenzen werden von den GSM-Netzen in Deutschland verwendet:

Uplink (MHz)	**Downlink (MHz)**	**Netz**
876-880	921-925	GSM-R (Eisenbahn-Betriebsfunk)
890,1-914,9	935,1-959,9	D1 (T-Mobil), D2 (Vodafone)
1730-1732,5	1825-1847,5	E2-Netz (O2)
1758-1780,5	1853-1875,5	E1-Netz (E-Plus)

Tabelle 7: Frequenzen der GSM-Netze in Deutschland

Durch das Zeitmultiplex-Verfahren können aus einem Funkkanal-Paar bis zu acht Sprach- oder Datenverbindungen entstehen. Die Gesamt-Rohdatenrate auf einem Funkkanal beträgt 270,83 kbit/s, wovon ein erheblicher Teil allerdings der Fehlererkennung und Korrektur dient.

Für die hier angestellten Untersuchungen sind besonders die Zeitdauer der Übertragungen und die Pausen interessant. Da GSM mit einem Zeitmultiplex-Verfahren arbeitet, findet die Übertragung nur in kurzen Zeitabschnitten, so genannten Zeitschlitzen (Timeslots) statt. Diese Zeitschlitze haben eine Länge von 577 µs oder 15/26 ms. Bei der verwendeten Datenrate von 270,83 kbit/s beträgt die Dauer eines Bits 3,69 µs oder 48/13 µs, so dass in einem Zeitschlitz bis zu 156,25 Bits übertragen werden könnten. Um ein Überlappen von aufeinander folgenden Zeitschlitzen zu vermeiden, werden jedoch im so genannten „Normal Burst" maximal 148 Bits übertragen. Die verbleibende Zeit von 8,25 mal 3,69 µs, also 30,46 µs wird als „Guard Period" bezeichnet und vermeidet eine Überlagerungen von Bursts unterschiedlicher Endgeräte auf Grund von Verzögerungen. Diese „Guard Period" erlaubt auch dem Sender das „hochfahren" und „herunterfahren" der Sendeleistung in den Grenzen der GSM Spezifikation.

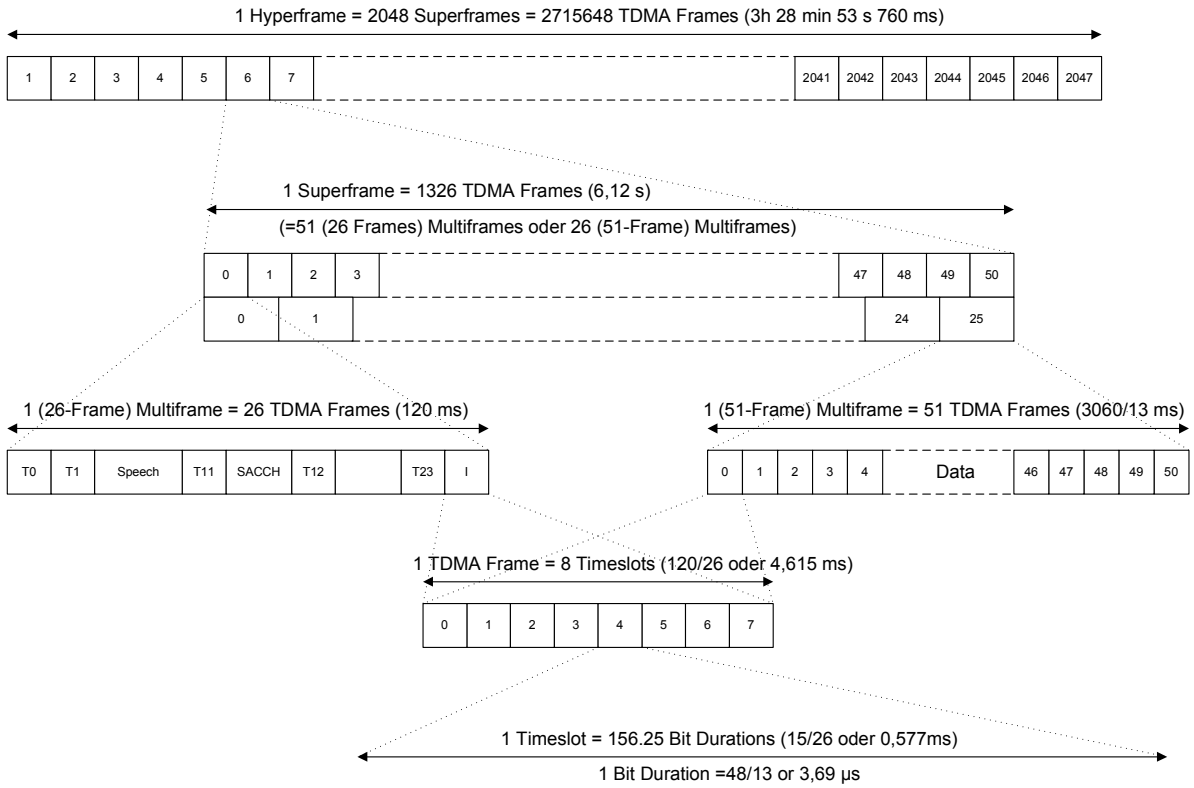

1 Hyperframe = 2048 Superframes = 2715648 TDMA Frames (3h 28 min 53 s 760 ms)
1 2 3 4 5 6 7 2041 2042 2043 2044 2045 2046 2047
1 Superframe = 1326 TDMA Frames (6,12 s)
(=51 (26 Frames) Multiframes oder 26 (51-Frame) Multiframes)
0 1 2 3 47 48 49 50
0 1 24 25
1 (26-Frame) Multiframe = 26 TDMA Frames (120 ms)
T0 T1 Speech T11 SACCH T12 T23 I
1 (51-Frame) Multiframe = 51 TDMA Frames (3060/13 ms)
0 1 2 3 4 Data 46 47 48 49 50
1 TDMA Frame = 8 Timeslots (120/26 oder 4,615 ms)
0 1 2 3 4 5 6 7
1 Timeslot = 156.25 Bit Durations (15/26 oder 0,577ms)
1 Bit Duration =48/13 or 3,69 µs

Abbildung 25: Zeitverhältnisse bei GSM [Meh97]

Die in GSM verwendeten acht Zeitschlitze werden als physikalische Kanäle bezeichnet. Während eines Zeitschlitzes wird ein so genannter Burst, welcher als Datenpaket bezeichnet werden kann, übertragen. Es gibt fünf Arten von Bursts, die in ihrer Länge zwischen 64 und 148 Bit, also zwischen 236,16 und 546,12 µs variieren [Meh97].

Die Anforderung des mobilen Endgeräts nur in einem bestimmten Zeitschlitz zu senden stellt sehr hohe Ansprüche an die Kontrolle der HF-Sendeleistung. Durch zu schnelles Einschalten der Sendeendstufe, was mit einer Sprungfunktion verglichen werden kann, würde die Sendeleistung über ein sehr breites Frequenzspektrum verteilt. So könnten andere Endgeräte, die auf benachbarten Frequenzen arbeiten gestört werden. Dieses Phänomen nennt sich „AM Splash". Die GSM-Spezifikation versucht eine solche gegenseitige Störung durch eine genaue Vorgabe einer Leistungs-Zeit-Maske oder Templates (Abbildung 26), welche generell bei Mobilgeräten als auch bei Basisstationen verwendet wird, zu vermeiden. Lediglich bei bestimmten Ausnahmen, wo das Ein- und Ausschalten der Sendeleistung der Basisstation die einwandfreie Funktion der GSM-Übertragung stören würde, verwendet man eine kontinuierliche Sendeleistung [RWO95].

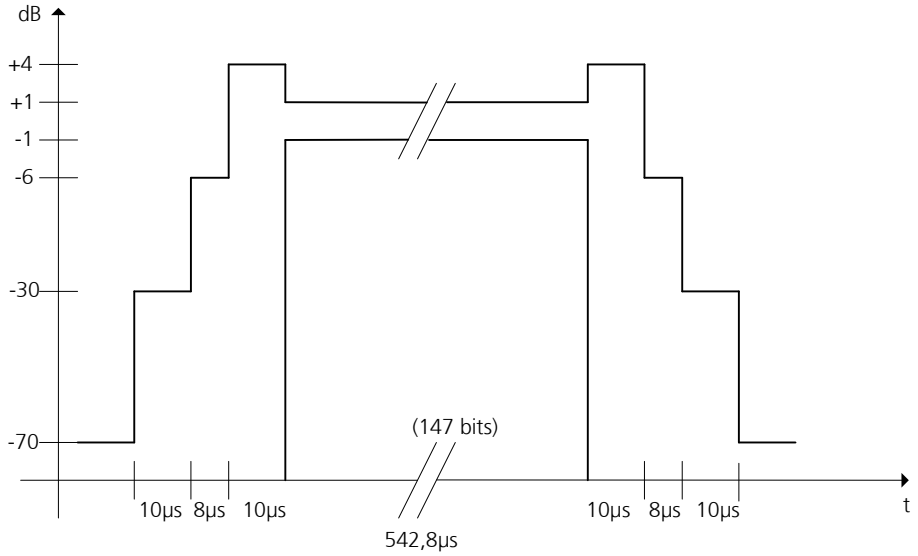


Abbildung 26: Leistungs-Zeit-Maske für GSM [RWO95]

Die verschiedenen Endgeräte in GSM-Netzwerken werden unter anderem nach ihrer Sendeleistung unterschieden. In der folgenden Tabelle sind die 8 Leistungsklassen mit ihren Sendeleistungen von Mobilstation und Basisstation aufgeführt [RWO95].

Leistungsklasse	Maximalleistung der Mobilstation	Maximalleistung der Basisstation
1	20 W (43 dBm)	320 W (55 dBm)
2	8 W (39 dBm)	160 W (52 dBm)
3	5 W (37 dBm)	80 W (49 dBm)
4	2 W (33 dBm)	40 W (46 dBm)
5	0,8 W (29 dBm)	20 W (43 dBm)
6	-	10 W (40 dBm)
7	-	5 W (37 dBm)
8	-	2,5 W (34 dBm)

Tabelle 8: Leistungsklasse in GSM-Netzwerken

Die Mobilgeräte der Leistungsklassen 1 und 2 sind den auf Fahrzeugen montierten Geräten und tragbaren Stationen mit externen Antennen zugeordnet [RWO95].

Die Sendeleistung des Mobilgeräts ist in 2 dB-Schritten von seinem nominalen Wert bis zu dem Minimalwert von 20 mW (13 dBm) einstellbar. Dies wird von der Basisstation gesteuert, welche die empfangene Signalleistung misst und die Sendeleistung des Mobilteils dann auf die für eine zuverlässige Übertragung minimal nötige Sendeleistung justiert (Closed Loop Power Control, vgl. 2.2.3). Diese Sendeleistungskontrolle durch die Basisstation vermindert die Nach-

barkanalstörungen und reduziert die Verlustleistung. Hierbei kann die Sendeleistung der Mobilstation jedoch nur maximal alle 13 TDMA-Frames (60 ms) um 2 dB justiert werden. Durch diese Beschränkung kann es bei plötzlich erforderlichen Leistungsänderungen zu einem Überschwingen der Sendeleistung kommen (siehe auch Kapitel 2.2.3) [Meh97].

Ebenso ist eine Kontrolle der Sendeleistung der Basisstation durch die Mobilgeräte möglich. So kann die Basisstation bei entsprechender Information durch das Mobilgerät die Sendeleistung in jedem Zeitschlitz individuell für die unterschiedlichen Mobilgeräte anpassen. Dies ist jedoch nur eine Option und ist nicht in allen Systemen und Installationen realisiert (siehe auch Kapitel 2.2.3) [RWO95].

Auf Grund der räumlichen Ausdehnung von Mobilfunkzellen und der begrenzten Ausbreitungsgeschwindigkeit von Radiowellen entstehen unterschiedliche Verzögerungszeiten bei der Übertragung von einzelnen Bursts je nach Abstand zwischen Mobilstation und Basisstation. Die bei GSM eingesetzten TDMA-Verfahren sind jedoch sehr von genauen Zeitverhältnissen abhängig. Um Kollisionen und Überlagerungen von Bursts der Mobilgeräte in unterschiedlichen Zeitschlitzen zu vermeiden führen die Basisstationen Messungen der Verzögerungen von den verschiedenen Mobilstationen durch. Mit Hilfe dieser Messungen kann dann die Basisstation über den Downlink die Zeitverhältnisse der Übertragungen anpassen. Dieses Verfahren wird „Timing Advance“ genannt [RWO95].

3 Neue Möglichkeiten der Verlustleistungsreduzierung in mobilen Endgeräten – Eigene Beiträge

In diesem Teil der Arbeit werden neue Möglichkeiten der Verlustleistungsreduzierung entwickelt und untersucht. Zuerst müssen mit Hilfe der technischen und physikalischen Grundlagen aus Kapitel 2 die Möglichkeiten aber auch Anforderungen von Verfahren und Systemen zur Reduzierung von Verlustleistung entwickelt werden. Vorraussetzung für diese Verfahren sind die Variation des Übertragungskanals und die damit verbundene Variation der Empfangssignalstärke. Ausschlaggebend sind hier vor allem die Kanal- und Zeitmultiplexeigenschaften von mobilen Endgeräten. Weiterhin wird ein Konzept für eine betriebsabhängige Steuerung in Form einer empfangssignalabhängigen Verstärkerregelung vorgestellt und untersucht. Die Realisierung eines Demonstrators mit steuerbaren Eingangsverstärker und Mischer und die Messung und Interpretation der Ergebnisse bestätigen die Funktionsfähigkeit des vorgestellten Konzepts.

Anschließend wird für die folgenden wissenschaftlichen Untersuchungen des Einsparpotentials eine Modellierung und Simulation von geregelten Verstärkern durchgeführt. Es findet hierbei eine Fokussierung auf den Eingangsverstärker statt, da dieser signifikanten Einfluss auf die Gesamtsystemparameter des Empfängers hat (vgl. Kapitel 2.2.2) und in den seltensten Realisierungen steuerbar ausgeführt wird. Beobachtet wird hierbei das Verhalten der Schaltungsparameter in Abhängigkeit des Versorgungsstroms. Um die Funktionsfähigkeit der steuerbaren Verstärker innerhalb der kompletten Empfangskette sicher zu stellen, findet eine Simulation des ganzen analogen Empfängers statt. Im nächsten Schritt werden die Eigenschaften des Empfangssignals für eine Untersuchung und Quantifizierung des Einsparpotentials durch betriebsabhängige Steuerung herangezogen. Abschließend werden der Einfluss der Halbleitertechnologie und deren Weiterentwicklung (siehe Kapitel 6.6) auf das Einsparpotential durch die Regelung abgeschätzt. Damit soll sichergestellt werden, dass das vorgeschlagene Verfahren nicht durch diese Weiterentwicklung überflüssig gemacht wird.

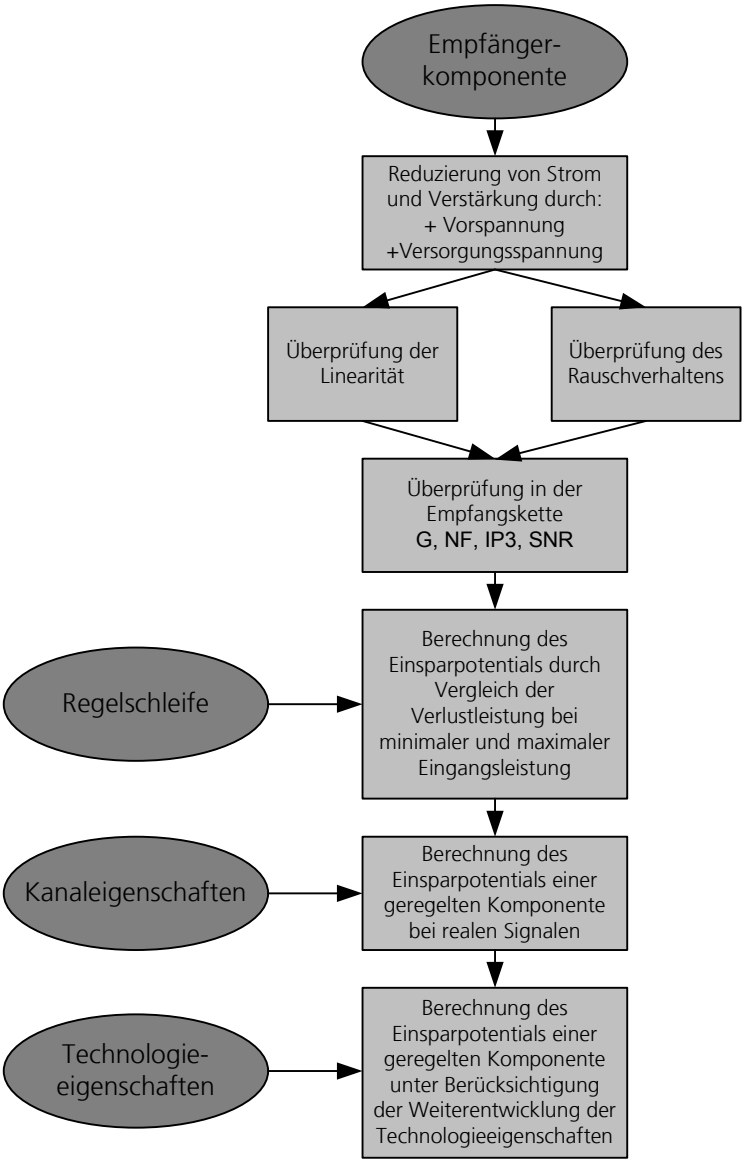


Abbildung 27: Vorgehensweise bei der Bestimmung des Einsparpotentials von regelbaren Empfängerkomponenten

Die generelle Vorgehensweise bei der Bestimmung des Einsparpotentials von beliebigen, steuerbaren Empfängerkomponenten ist in Abbildung 27 dargestellt. Sie beschreibt auch das Vorgehen in diesem Teil der Arbeit. Ausgangspunkt ist eine Schaltung, die abhängig von einer Vorspannung oder der Versorgungsspannung ihre Verstärkung im Zusammenhang mit einer Verlustleistungsanpassung verändert. Nach Charakterisierung der sonstigen Schaltungseigenschaften wie Linearität oder Rauschen, muss die Funktion der Komponente innerhalb der kompletten Empfängerkette überprüft werden. Der nächste Schritt beinhaltet die Überprüfung der Komponente in der Regelschleife. Hier kann bereits das maximale Einsparpotential bestimmt werden. Anschließend werden die Kanaleigenschaften in der Quantifizierung der Leistungser-

sparnis berücksichtigt. Letztendlich werden auch die Technologieeigenschaften der verwendeten Halbleitertechnologie mit in die Bestimmung des Einsparpotentials durch betriebsabhängige Steuerung einbezogen. Man erhält so den Leistungsbedarf der Schaltung, der nach optimaler Ausnutzung von Regelung und Technologieweiterentwicklung nötig ist.

3.1 Entwicklung von Möglichkeiten und Ableitung von Anforderungen an Power-Management Systeme

Aus den im zweiten Teil der Arbeit zusammengestellten Eigenschaften des Mobilfunkkanals und der Zeitmultiplexparameter sollen nun Möglichkeiten zur Verlustleistungsreduzierung als auch Anforderungen an das dynamische Verhalten von Power-Management Systemen abgeleitet werden.

Möglichkeiten zur Verlustleistungsreduzierung ergeben sich bei Mobilfunkbetrieb durch die Veränderung der Entfernung zwischen Basisstation und Mobilgerät. Die Leistung des Empfangssignals variiert mit dieser Entfernung (vgl. Kapitel 2.4.1). Weiterhin erzeugen die Veränderung des Übertragungskanals und der Mehrwegeempfang eine Variation des Signals, für welche in Mobilfunkstandards immer Sicherheitszuschläge bei der Verstärkung und damit zusätzliche Verlustleitung benötigt werden (vgl. Kapitel 2.4.1). Durch eine empfangssignalstärkeabhängige Regelung von Verstärkern kann die Verlustleistung bei hohen Signalpegeln reduziert werden.

Die Anforderungen an Power-Management Systeme werden ebenfalls durch die Bewegung des Nutzers und durch Schwund und Mehrwegeempfang bestimmt. Da sich die Umgebung des Nutzers wegen der begrenzten Fortbewegungsgeschwindigkeit nur langsam verändern kann, können sich die umgebungsabhängigen Dämpfungsverluste ebenfalls nur langsam ändern. Auf maximale Dämpfungen von bis zu 60 dB wie in Gebäuden müssen Power-Management Systeme daher nur langsam reagieren. Diese hier erforderliche „langsame“ Reaktionszeit liegt in der Größenordnung der Zeitrahmen der Übertragungsverfahren von einigen Millisekunden (Frames) bis Sekunden (Superframes, Hyperframes) (vgl. Kapitel 2.4.2).

Wesentlich schnellere Reaktionszeiten erfordern die Leistungseinbrüche auf Grund von unterschiedlichen Fadingeffekten. Diese Signalpegelveränderungen können bis zu 50 dB betragen (vgl. Kapitel 2.4.1). Der zeitliche Abstand zwischen Maxima und Minima des Signalpegels beträgt abhängig von Geschwindigkeit und Bewegungsrichtung zwischen 5 und 220 ms (vgl. Kapitel 2.4.1). Nimmt man an, dass das Power-Management bei hohen Signalpegeln die Verstärkung soweit reduziert dass am Ende der analogen Empfangskette, also am Demodulator die Leistung wie beim Empfang von minimalen Pegeln vorliegt, sollte die Reaktions- und Ein-

schwingzeit deutlich weniger als der minimale Abstand von Maxima und Minima des Signalpegels von 5 ms betragen.

Die Pausen zwischen den einzelnen aktiven Sende- und Empfangszeitschlitzen müssen vom Power-Management Modul zur Konfiguration der Sende- und Empfangszüge genutzt werden. Da im Betrieb des Mobilteils bei GSM nur ein einziger Zeitschlitz innerhalb eines Rahmens (Frames) verwendet wird, bleibt die Zeit von sieben Zeitschlitzen, also 3,889 ms, als Reaktionszeit. Selbst bei Übertragung hoher Datenraten, wenn das Endgerät mehr als einen aktiven Sende- oder Empfangszeitschlitz zugewiesen bekommt, bleibt meist zwischen den aktiven Slots ein nicht-aktiver, so genannter „Blind Slot" frei. Dieser freie Zeitabschnitt von 577 µs kann dann als Reaktionszeit des Power-Managements verwendet werden. Werden alle Zeitschlitze zur Datenübertragung benützt, steht bei GSM nur die im Kapitel 2.4.2 erläuterte „Guard Period" von 30,46 µs als Reaktionszeit zur Verfügung.

Die härteste Anforderung wird also durch die erforderliche Einschwingzeit des Systems von 30,46 µsec gestellt. Die minimalen Abstände von Maxima und Minima von 5 msec liegen weit über dieser Zeit und stellen so keine weiteren Anforderungen an die Reaktionszeit der Power-Management Komponenten.

Die maximale Signalpegelvariation kann bis zu 60 dB betragen (vgl. Kapitel 2.4.1). Wie stark das Power-Management darauf reagiert, ist von der Realisierung der steuerbaren Verstärker abhängig und so auch das Einsparpotential. Wünschenswert ist natürlich immer eine vollständige Ausregelung solche Signalpegelschwankungen.

Zur Bestimmung der Änderungsgeschwindigkeit des Empfangssignals und damit der erforderlichen Reaktionszeit der betriebsabhängigen Steuerung können die im ersten Teil der Arbeit (vgl. Kapitel 2.4.1) vorgestellten Begriffe der „Level Crossing Rate (LCR)" und der „Average Fade Duration (AFD)" herangezogen werden. Ein wichtiger Parameter zur Bestimmung dieser Werte ist die Dopplerfrequenz f_m:

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos\alpha$$

Hier steht v für die Geschwindigkeit des Empfängers, λ für die Wellenlänge der Trägerfrequenz des Signals und α für den Einfallswinkel des Signals am Empfänger. Für ein 900 MHz Signal, eine Geschwindigkeit von 50 km/h und einen Einfallswinkel von 0 Grad erhält man:

$$f_m = 42 \ \ Hz$$

In den Gleichungen für die LCR als auch für die AFD kann das Verhältnis des Schwellwerts r zum zeitlichen Mittelwert der Empfangsamplitude σ substituiert werden. Mit

$$\rho = \frac{r}{\sqrt{2}\sigma}$$

ergibt sich

$$LCR = \sqrt{2\pi} \cdot \rho \cdot f_m \cdot \exp\left(-\rho^2\right) \qquad \text{und} \quad AFD = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \rho \cdot f_m}.$$

Als Beispiel sollen nun die LCR und die AFD für $\rho = 1$ und $\rho = 0{,}1$, also für einen Schwellwert der gleich dem Mittelwert ist und einen Schwellwert 10 dB unterhalb des Mittelwerts bestimmt werden. Die Ergebnisse zeigt Tabelle 9.

	$\rho = 1$	$\rho = 0{,}1$
LCR [Hz]	38,73	0,11
AFD [ms]	16,3	0,95

Tabelle 9: LCR und AFD für unterschiedliche Signalpegel

Für die Bestimmung der Anstiegsgeschwindigkeit des Empfangssignals soll eine neue Größe, die so genannte "Average Non-Fade Duration (ANFD)" eingeführt werden. Sie quantifiziert die Zeit des Signals oberhalb eines gewissen Schwellwerts r und berechnet sich ähnlich wie die AFD.

$$ANFD = \frac{1 - P(R \le r)}{LCR}$$

$$ANFD = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \cdot \frac{\exp(r^2 / 2\sigma^2) \cdot \lambda}{r \cdot v \cdot \cos\alpha}$$

$$ANFD = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \cdot \frac{\exp(r^2 / 2\sigma^2)}{r \cdot f_m}$$

und mit $\rho = \frac{r}{\sqrt{2}\sigma}$ ergibt sich

$$ANFD = \frac{\exp(\rho^2)}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \rho \cdot f_m}.$$

Aus dem Vergleich zweier ANFDs kann nun die Anstiegszeit des Signals abgeschätzt werden. Dazu werden die ANFDs zu zwei unterschiedlichen Signalpegeln A und B berechnet. Die Hälfte der Differenz der beiden ANFDs gibt somit die Zeit D an, welche das Signal benötigt, um diesen Pegelbereich zu durchlaufen (vgl. Abbildung 28).

$$D = (|ANFD[A] - ANFD[B]|) / 2$$

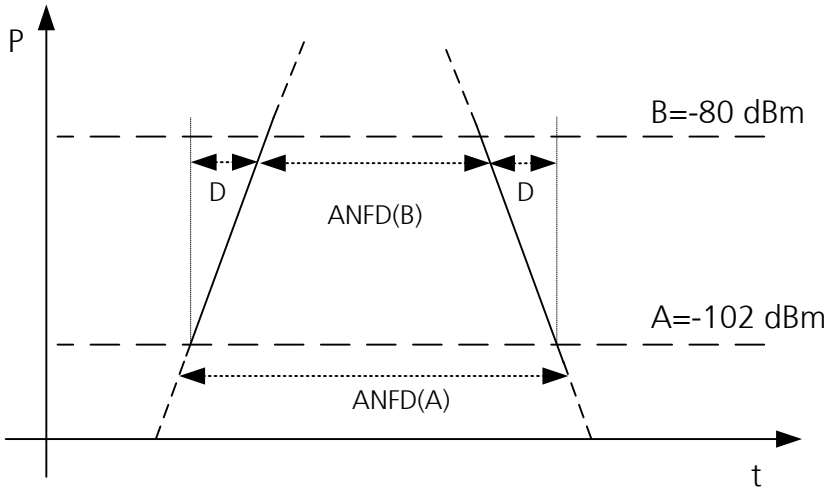


Abbildung 28: Anstiegs- und Abfallsflanke des Signals zur Bestimmung der Anstiegszeit aus der ANFD

In Abbildung 29 sind die ANFD für die Schwellwerte A=-102 dBm (1,8 µV an 50 Ohm) und B=-80 dBm (22 µV an 50 Ohm) und daraus berechnet D für einen Mittelwert des Empfangssignals P_e von -80 bis -60 dBm (223 µV an 50 Ohm) in Abhängigkeit der Geschwindigkeit aufgetragen. Die Variation des Mittelwertes kann mit einer globalen Orts- und damit Abstandsänderung relativ zum Sender gleichgesetzt werden. Der verwendete minimale Mittelwert von -

80 dBm entspricht bei einer Basisstation mit 50 dBm Sendeleistung einem Anstand von 22 km, der maximale von -60 dBm einem Abstand von 1 km. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Zeit D, die die Signalleistung benötigt, um die Bereich von 20 dB zu durchschreiten zwischen 8 s und 80 ms liegt. Das entspricht der Zeit, in der ein Power-Management System die Verstärkung nachgeregelt haben muss, um durch betriebsabhängige Steuerung die Verlustleistung zu reduzieren.

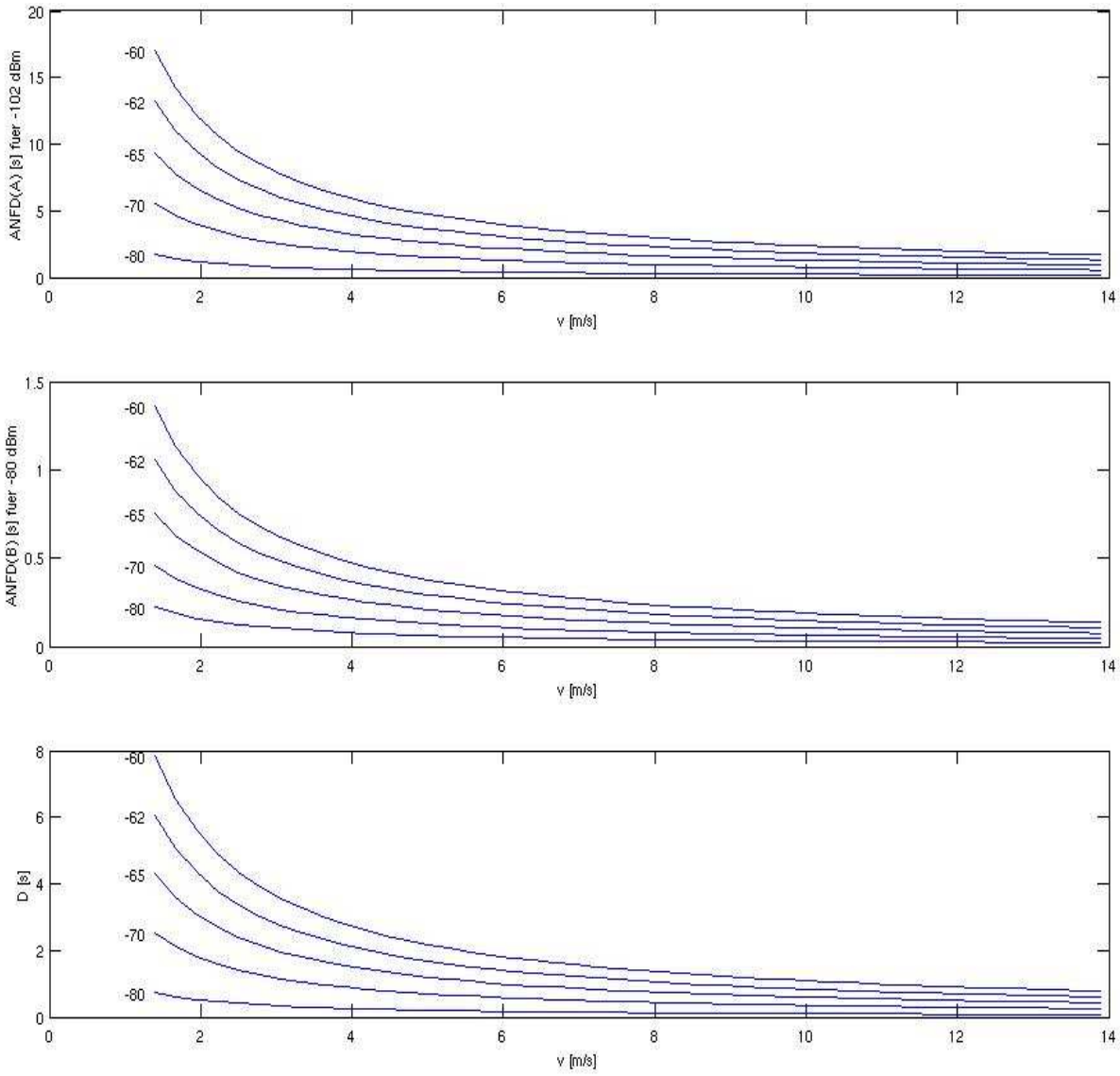


Abbildung 29: ANFD und D für den Empfangsmittelwert von -80 dBm bis -60 dBm

Weiterhin können die vorgestellten stochastischen Kanalmodelle dazu verwendet werden die durchschnittlich zu erwartenden Empfangsleistung abzuschätzen. Damit kann bei fester Sendeleistung der Basisstation überschlagen werden, wie stark die Power-Management Systeme

in die Verstärkungskontrolle eingreifen können und wie hoch das Einsparpotential ist. Dies soll hier ansatzweise getan werden.

Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Wert x der Zufallsvariablen X im Intervall dx mit den Grenzen a und b liegt, entspricht dem Integral über der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion p mit den Grenzen a und b. Für die Dichtefunktion der Rayleigh-Verteilung gilt:

$$p(R) = R/\sigma^2 \exp(-R^2/2\sigma^2)$$

für R>0

Dabei steht σ für den zeitlichen Mittelwert der Empfangsamplitude und R für die Augenblicksamplitude [Haa1]. Die Wahrscheinlichkeit P für ein Signal im Intervall mit den Grenzen R_1 und R_2 beträgt also

$$P(R) = \int_{R_1}^{R_2} \frac{R}{\sigma^2} \cdot \exp(-\frac{R^2}{2\sigma^2}) dR$$

Bei einem Dynamikbereich bei GSM von –102 bis +10 dBm wird hier ein Mittelwert von –80 dBm angenommen. Das entspricht wie im Vorhergehenden erwähnt bei einer Basisstation mit 50 dBm Sendeleistung einem Abstand von 22 km. Als Beispielleistung, für die hier die Wahrscheinlichkeit berechnet werden soll, wird das Intervall von –102 dBm bis -72 dBm, also von 1,8 bis 56 µV an 50 Ohm verwendet. Dieser Bereich entspricht der maximalen Empfindlichkeitsgrenze von typischen Funkstandards und dem Regelbereich des in dieser Arbeit entworfenen Verstärkers.

$$P(R_1 < R < R_2) = \left[-\exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2} \right) \right]_{R_1}^{R_2}$$

$$P(1{,}8\mu V < R < 56\mu V) = \left[-\exp\left(-\frac{R^2}{2 \cdot (22\mu V)^2} \right) \right]_{R_1}^{R_2}$$

$$P(1{,}7\mu V < R < 56\mu V) = 0{,}96$$

Man kann also in 96 von 100 Fällen mit einer Leistung im Intervall von -102 bis -72 dBm rechnen. In genau diesen Fällen würde eine betriebsabhängige Regelung des LNAs aktiv werden und somit die Verlustleistung reduzieren. Dies lässt auf ein moderates Einsparpotential durch

betriebsabhängige Regelung schließen, wenn man bedenkt, dass alle Empfänger für den 'worst case', als für Signale von – 102 dBm ausgelegt werden müssen.

Die Ergebnisse zeigen deutlich, das sich mit den stochastischen Kanalmodellen Empfangsleistungen voraus sagen lassen, die ein Eingreifen des Power-Managements in die Verstärkungskontrolle sinnvoll und nützlich macht. Es existiert also ein Einsparpotential das es noch genauer zu quantifizieren gilt.

3.2 Untersuchung einer empfangssignalabhängigen Verstärkerregelung

In diesem Kapitel wird eine betriebsabhängige Steuerung in Form einer empfangssignalabhängigen Verstärkerregelung entwickelt und untersucht. Dazu wurde ein Konzept entworfen, welches innerhalb zweier Empfängerschaltungen aufgebaut und getestet wird. Die Messungen des Versorgungsstroms des geregelten Verstärkers in Abhängigkeit des Eingangssignals beweisen die Funktionsfähigkeit dieses Konzepts.

Als zu regelnde Komponente wurde der rauscharme Eingangsverstärker (Low Noise Amplifier – LNA) des Empfängers ausgewählt. Hierfür sprachen verschiedene Gründe. Einerseits wird diese Komponente in den wenigsten Anwendungen und Realisierungen von Sendeempfängern überhaupt steuerbar gemacht und es existieren noch keine aussagekräftigen Ergebnisse über die Wirkung einer Regelung. Grund hierfür ist sicher die Problematik der hohen Eingangsfrequenzen und die wesentlich schwierigere Realisierung einer Verstärkungssteuerung bei hohen Frequenzen. Die Regelung dieser Komponente stellt damit eine Herausforderung dar. Anderseits hat der Eingangsverstärker signifikanten Einfluss auf das Rauschverhalten des Gesamtsystems (siehe Kapitel 2.2.2) und so kann mit Hilfe dieser Steuerung darauf Einfluss ausgeübt werden. Ein weiterer Grund, den LNA als steuerbare Komponente auszuführen, ist die Einfachheit seines Aufbaus. Den Mischer zu steuern ist kritisch, da dieser hauptsächlich die Frequenzumsetzung erledigt und diese unabhängig vom Eingangssignal immer mit der gleichen Qualität ausgeführt werden muss [Foe03].

Der Zwischenfrequenzverstärker wird in vielen Anwendungen zwar nicht mit dem Ziel der Verlustleistungsreduzierung, jedoch zur Begrenzung der erforderlichen Dynamik der nachfolgenden Stufen bereits gesteuert. Er wird daher in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

3.2.1 Systemkonzept

In Abbildung 30 ist der prinzipielle Regelkreis für eine empfangssignalabhängige Verstärkerregelung zu sehen. Der Aufbau und die Nomenklatur sind der gängigen Regelungstechnikliteratur entnommen worden. Der Parameter z bezeichnet das Eingangssignal und y die Regelgröße. Das Signal nach der Messwerterfassung wird von der Führungsgröße w subtrahiert. Die Regelabweichung e=w-r speist den Regler, dessen Ausgangsgröße u (Stellgröße) beim Stellglied, dem LNA, eine entsprechende Verstärkung einstellt [Sch93].

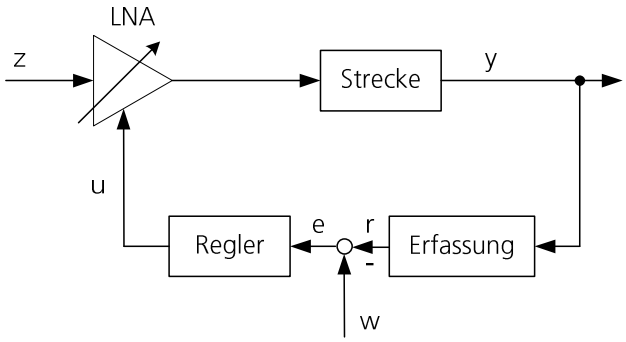


Abbildung 30: Regelungskonzept für dem LNA [Foe03]

Die Strecke kann aus unterschiedlichen Empfängerkomponenten wie Filter oder Mischer bestehen, je nach dem wo die Auskopplung des Signals erfolgt. Die Erfassung der Regelgröße wird auf Grund der Erkenntnisse aus Kapitel 2.3 mit einem RMS-DC-Wandler ausgeführt.

3.2.2 Realisierung eines Demonstrators

Ziel des Demonstrators ist es, das Konzept der empfangssignalabhängigen Regelung durch Messungen zu überprüfen.

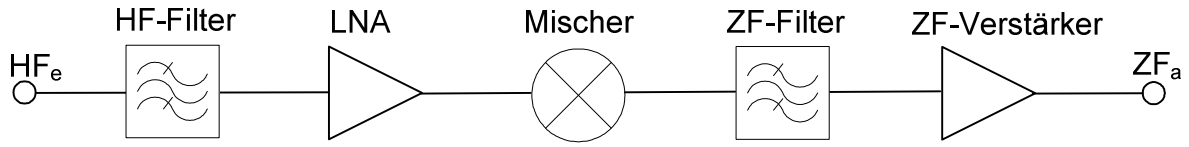


Abbildung 31: Aufbau eines Superheterodyne-Empfängers

Der Demonstrator besteht aus zwei Superheterodyne-Empfängern für 900 und 1800 MHz, die um mehrere Regelschleifen erweitert wurden. Geregelt werden kann bei beiden Empfängern die Verstärkung des LNAs. Es handelt sich bei diesen Komponenten um Schaltungen, deren Versorgungsstrom von der eingestellten Verstärkung abhängig ist.

Die Superheterodyne-Struktur besteht aus einem Eingangsfilter, durch das alle Frequenzen außerhalb des gewünschten Empfangsbandes gedämpft werden. Der nachfolgende rauscharme Eingangsverstärker verstärkt das Empfangssignal, worauf es im Mischer auf eine Zwischenfrequenz umgesetzt wird. In einem letzten Schritt passiert es ein schmalbandiges Kanalfilter und den Zwischenfrequenzverstärker [Foe03].

Entlang jeder Empfangskette sind im Demonstrator vier Richtkoppler enthalten, an deren Auskoppelpunkte das Signal abgegriffen werden kann, um es zur Messwerterfassung des Regelkreises zu führen.

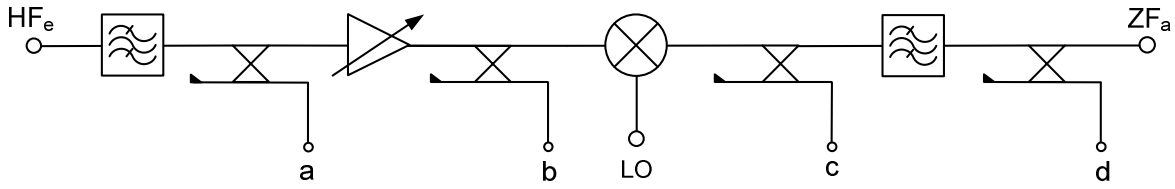


Abbildung 32: Empfängerzug mit Auskoppelpunkten (a,b,c,d)

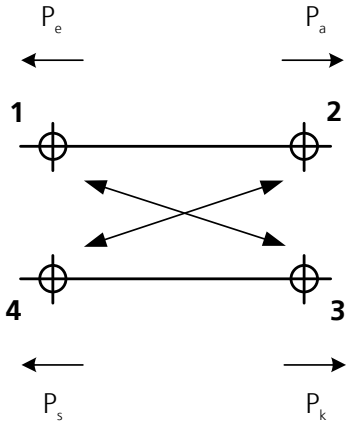
Richtkoppler sind 4-Tore, die in der Regel aus zwei verkoppelten Leitungen bestehen. Im idealisierten Fall teilt sich die Leistung, die an Tor 1 eingespeist wird, in einem festgelegten Verhältnis nach Tor 2 und Tor 3 auf (vgl. Abbildung 33).

$$1 = \frac{P_a}{P_e} + \frac{P_k}{P_e}$$

Hierbei steht P_e für die Eingangsleistung, P_a für die Ausgangsleistung, P_k für die ausgekoppelte Leistung und P_s für die Leistung, die über den Sperrpfad fließt. Im Realfall sind die Leitungsverluste und Reflexionen an den Toren nicht zu vermeiden. Ein geringer Teil geht außerdem über die Sperrpfade von Tor 1 nach Tor 4 und von Tor 2 nach Tor 3 verloren, deren charakteristische Größe die Isolationsdämpfung

$$D_D = \frac{P_k}{P_e}$$

ist. Da Tor 4 hier keine Anwendung findet, wird es mir einem 50 Ohm Widerstand abgeschlossen [Foe03].



P_e: Eingangsleistung
P_a: Ausgangsleistung
P_k: ausgekoppelte Leistung
P_s: Leistung über Sperrpfad

Abbildung 33: Richtkoppler

Den Richtkopplern kommt die Aufgabe zu, einen Teil des HF-Signals auszukoppeln. Dieser Anteil entspricht dem Signal nach Abzug der Koppeldämpfung. Er wird anschließend der Messwerterfassung, also den RMS-DC-Wandlern zugeführt [Foe03].

Bei der Auswahl geeigneter Koppler wurde auf eine akzeptable Koppeldämpfung Wert gelegt. Zum einen muss das Signal von Tor 1 nach Tor 2 so wenig wie möglich gedämpft werden, zum anderen sollte die Leistung an Tor 3 für den nachfolgenden RMS-DC-Wandler ausreichend hoch sein. Der gewählte Koppelwert von 10 dB und die damit verbundene Dämpfung im Leistungspfad von 0,46 dB stellt einen guten Kompromiss gegenüber den in Frage kommenden Schritten der Koppeldämpfung von 3 dB, 6 dB oder 10 dB dar. Eine Koppeldämpfung von 6 dB würde nach obiger Gleichung eine Dämpfung im Leitungspfad von 1,25 dB verursachen, ohne dabei jedoch die realen Verluste zu berücksichtigen. Dies ergibt bei den vier Richtkopplern bereits eine Abschwächung des Signals in der Empfangskette um mindestens 5 dB. Bei einer Koppeldämpfung D_c von 10 dB besitzt die Dämpfung im Leistungspfad einen theoretischen Wert von

$$4 \cdot 0{,}46 \ dB = 1{,}84 \ dB$$

Durch die Möglichkeit, das Empfangssignal an vier verschiedenen Punkten abzugreifen, können die Einflüsse der verschiedenen Empfängerblöcke auf das Regelverhalten untersucht werden. Eine Signalauskopplung direkt am Eingang hingegen ist weniger geeignet, da das Sig-

nal noch unerwünschte Frequenzanteile enthält, die erst nach dem HF-Filter gedämpft sind [Foe03].

Nach der Auskopplung mittels eines Richtkopplers wird die Leistung des Signals im RMS-DC-Wandler kontinuierlich erfasst. Als RMS-DC-Wandler dient eine so genannte Zwei-Quadrierer-Architektur (siehe Kapitel 2.3.4). Der Leistungserfassung folgend befindet sich in jeder Regelschleife ein Operationsverstärker (OPV), der als invertierender Subtrahierer den Regler realisiert.

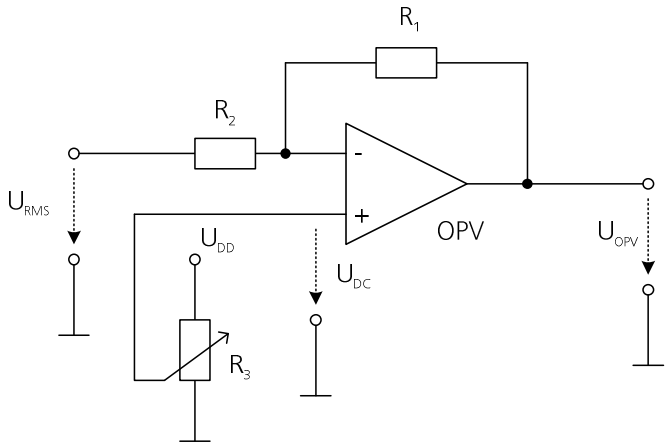


Abbildung 34: Operationsverstärker als Regler

Die Spannung des RMS-DC-Wandlers U_{RMS} wird von einer konstanten Spannung U_{DC} abgezogen. Zusammen mit den Widerständen R_1 und R_2 berechnet sich die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers U_{OPV} wie folgt:

$$U_{OPV} = U_{DC} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - U_{RMS} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Die Operationsverstärkerstufe realisiert sowohl den Regler als auch den Vergleich von Soll- und Istwert. Mit den Bezeichnungen der Regelungstechnik stellt der RMS-DC-Wandler die Messeinrichtung dar und liefert mit seiner Ausgangsspannung U_{RMS} die Rückführgröße r. Die Bildung der Regeldifferenz

$$e = w - r$$

wobei w für die Führungsgröße steht, geschieht innerhalb des OPVs. Die Ausgangsspannung des Reglers bildet die Stellgröße u ab. Wird der Operationsverstärker mit den beiden Widerständen R_1 und R_2 beschaltet entspricht die Reglerverstärkung dem Widerstandsverhältnis

R_1/R_2. Die Wirkungsumkehr innerhalb der Regelschleife kann anhand der Gleichung für U_{OPV} gezeigt werden. Erhöht sich die Spannung U_{RMS} durch einen Anstieg des HF-Signals, geht proportional dazu die Reglerausgangsspannung U_{OPV} zurück [Bei04].

Abschließend wird auf die Wirkungskette der Regelschleife aus Abbildung 35 für die Regelung des LNAs eingegangen. Die Verstärkung des LNAs lässt sich über einen externen Widerstand steuern, wobei eine Erhöhung des Widerstands eine Erniedrigung der Verstärkung und eine Reduzierung des Stromverbrauchs hervorruft. Wird dieser Widerstand durch einen N-Kanal-MOSFET ersetzt, kann die Verstärkung des LNAs durch die Spannung am Gate dieses Transistors gesteuert werden. Erfasst der RMS-DC-Wandler eine Erhöhung des HF-Signalpegels in der Empfangskette, steigt ebenfalls die Spannung U_{RMS} an. Dies hat eine Verringerung der Spannung U_{OPV}, welche als Steuerspannung am Gate des Transistors verwendet wird, zur Folge. Dadurch wird der Widerstand R_{DS} des N-Kanal-MOSFETs erhöht, die Verstärkung des LNAs sinkt und wirkt der Zunahme des HF-Signalpegels entgegen. Da der Versorgungsstrom proportional zur Verstärkung des LNAs ist, kann mit dem Einsatz dieser Regelung eine Reduzierung dieses Versorgungsstromes erreicht werden [Bei04].

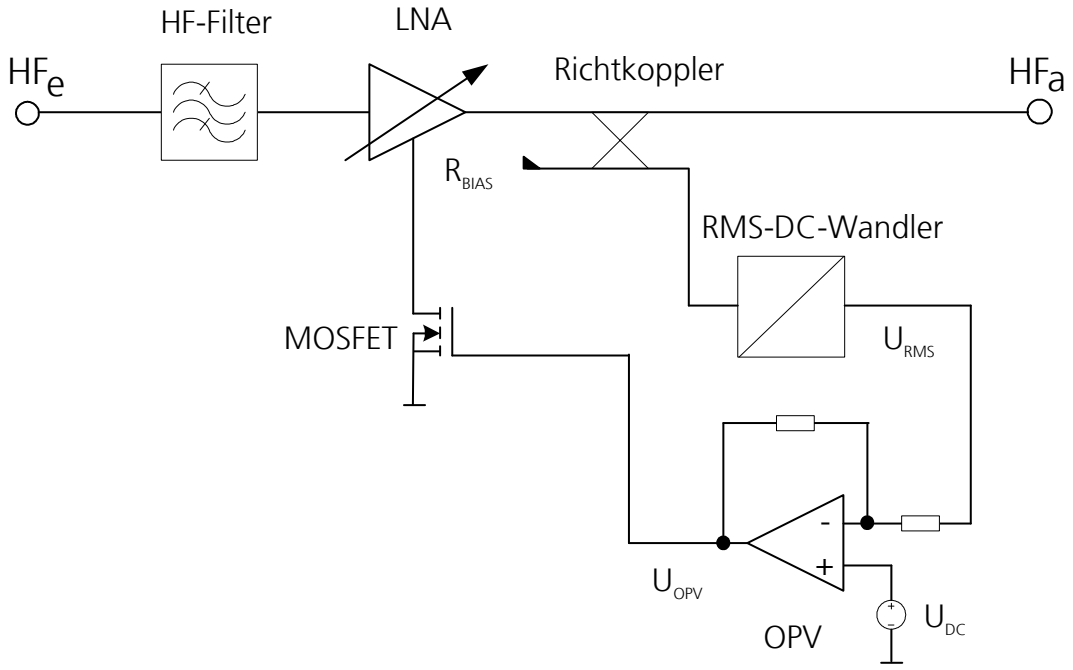


Abbildung 35: Beispiel-Regelkreis für den LNA auf dem Demonstrator

In Abbildung 36 ist der Empfängerzug mit allen Regelschleifen zu sehen. Je nach Messung können unterschiedliche Schleifen geschlossen werden. So lässt sich der Auskoppelpunkt, an dem das Empfangssignal in die Regelung geführt wird, variieren.

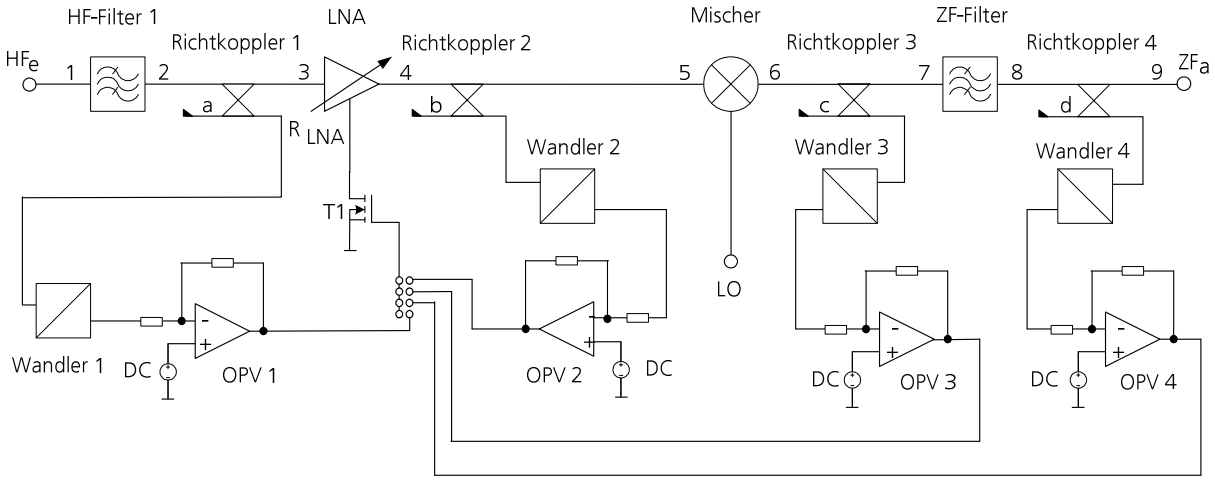


Abbildung 36: Blockschaltbild des Demonstrators mit allen Regelschleifen

3.2.3 Bauteilauswahl

Der Demonstrator wurde innerhalb dieser Arbeit für die Kommunikationsstandards GSM900 und GSM1800 dimensioniert, da hierfür unterschiedliche Bauteile und steuerbare Komponenten am Markt verfügbar sind. Die gewonnenen Erkenntnisse können ebenso bei verwandten und ähnlichen Funkübertragungssystemen angewendet werden.

Baustein	Funktion	System	Verstärkung [dB]	IIP3 [dBm]	NF [dB]	Stromverbrauch [mA]
MAX2642	LNA	GSM900	17	0	1,3	5,3
MAX2682	Mischer	GSM900	14,7	-1,8	6,5	15
MAX2320	LNA	GSM1800	14,5	8	1,8	20
MAX2320	Mischer	GSM1800	12,5	4	7,5	

Tabelle 10: Übersicht über die verwendeten aktiven Bauteile

Baustein	System	f_0 [MHz]	Bandbreite [MHz]	Einfügedämpfung [dB]
Epcos B4127	GSM900	942,5	35	2,2
Epcos B4139	GSM1800	1842,5	75	2,2
Epcos B4833	GSM900, 1800	225	0,26	4,3

Tabelle 11: Übersicht über die verwendeten Filter

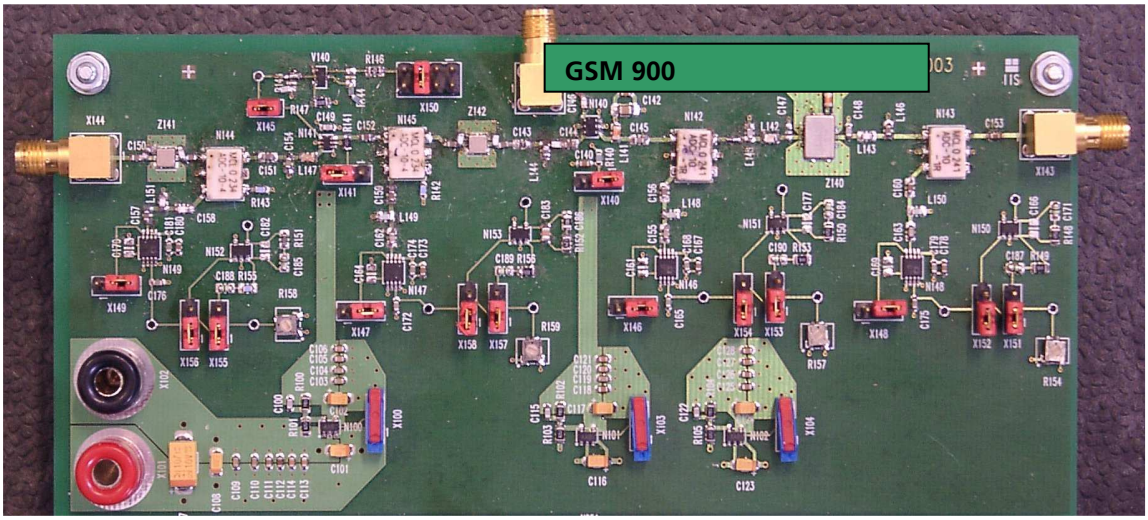


Abbildung 37: Platine des Demonstrators – GSM900 Empfangszug

3.2.4 Messergebnisse und Interpretation

3.2.4.1 RMS-DC-Wandler

Die Empfindlichkeit der am Markt verfügbaren RMS-DC-Wandler reicht momentan noch nicht aus, um die minimalen Eingangssignale am Eingang eines drahtlosen Sendeempfängers zu verarbeiten. Daher wird beim Hardware-Demonstrator dieser Arbeit mit höheren Signalpegeln gearbeitet. In der Arbeit [Mue03] wurde die Entwicklung von Wandlern mit höherer, für diesen Anwendungsfall ausreichender Empfindlichkeit bei vergleichbarem Leistungsverbrauch verfolgt und dokumentiert, so dass die Realisierbarkeit der in dieser Arbeit untersuchten Schaltungen gesichert ist.

Erste Untersuchungen zeigten, dass die Genauigkeit des RMS-DC-Wandlers AD8361 des Herstellers ANALOG DEVICES sehr stark vom Anpassungsnetzwerk am Eingang abhängt. In den Datenblättern dieses Bauteils sind zwei Varianten für ein breitbandiges sowie eine Variante für ein schmalbandiges Anpassungsnetzwerk enthalten (siehe Abbildung 38). Die Messungen bei 942 MHz hatten gezeigt, dass bei der breitbandigen Variante (breitbandig 1) die Abweichung gegenüber dem berechneten RMS-Wert wesentlich geringer war als bei dem schmalbandigen Netzwerk.

Für weitere Untersuchungen des Verhaltens der Wandler im HF-Bereich bei 1800 MHz wurde das Signal am ersten Richtkoppler ausgekoppelt und auf den Wandler geleitet. Über die konstanten Dämpfungen des HF-Filters und die Koppeldämpfung des Richtkopplers konnte die

Eingangsleistung des Wandlers berechnet werden. Über diese Leistung und den Impedanzwert von 50 Ω kann der Effektivwert der Spannung am Eingang bestimmt werden. Dieser berechnete Wert wird mit dem gemessenen DC-Spannungspotential am Ausgang des Wandlers verglichen. Dadurch können auftretende Messfehler des Wandlers bewertet werden. Zu berücksichtigen ist der Buffer-Verstärker innerhalb des Wandlers mit dem Verstärkungsfaktor von 7,5.

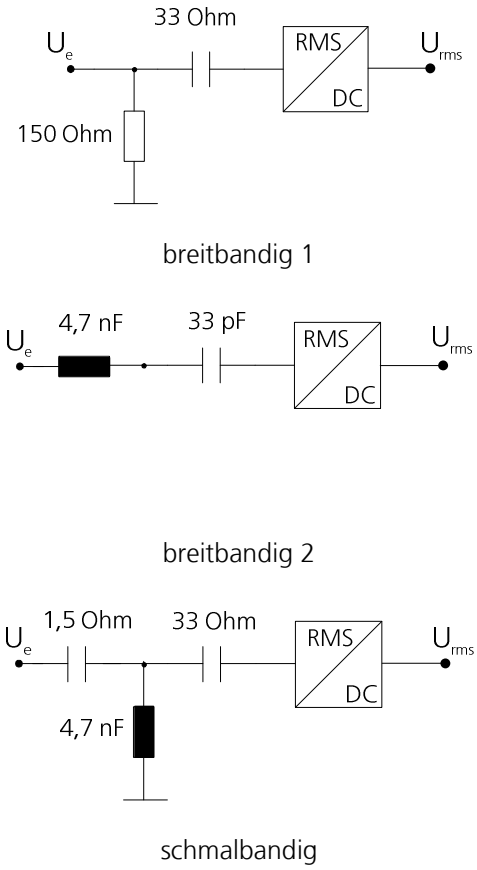


Abbildung 38: Anpassungsnetzwerke für den RMS-DC-Wandler im Bereich 1800 MHz

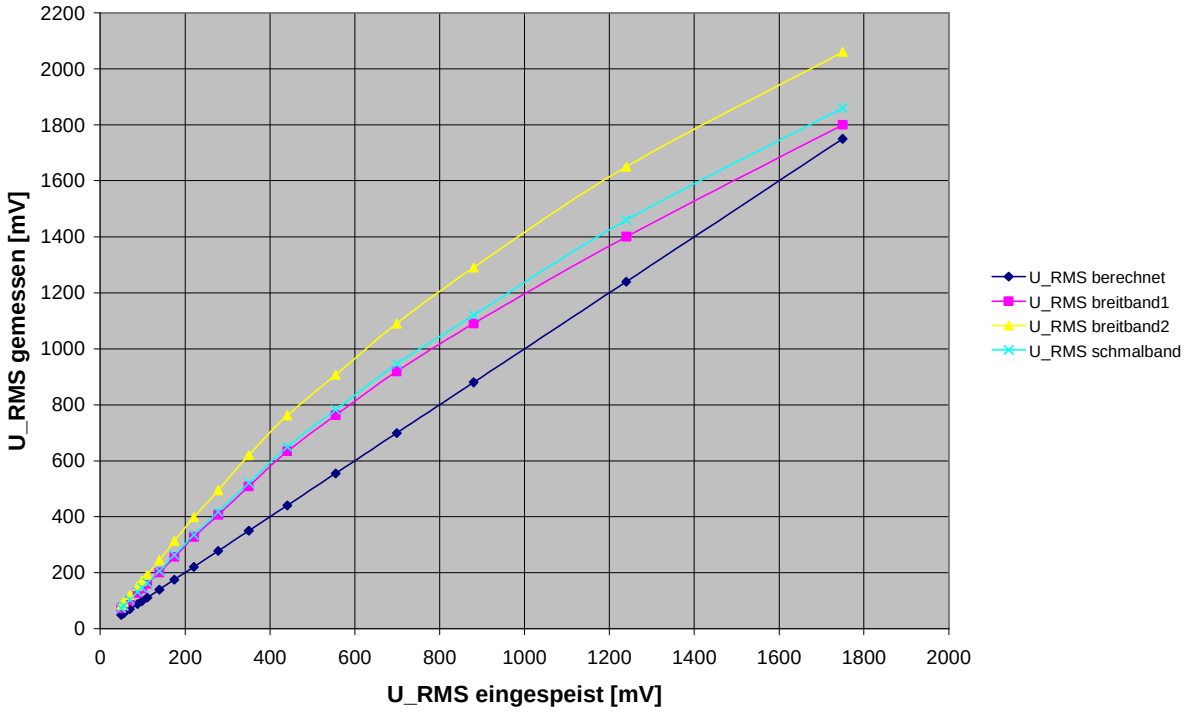


Abbildung 39: Messergebnisse des RMS-DC-Wandlers bei 1844,2 MHz

Die verschiedenen Anpassungsnetzwerke aus Abbildung 38 wurden nacheinander auf der Platine des Demonstrators verwendet und der Eingangspegel am Signalgenerator variiert. In Abbildung 39 sind die Messwerte der verschiedenen Anpassungsnetzwerke für 1844,2 MHz, der Frequenz von GSM1800 und die berechneten Werte gezeigt.

Während die Linie für die breitbandige Anpassung 2 sehr stark vom berechneten Wert abweicht, nimmt die Linie für die schmalbandige Anpassung bis etwa 800 mV den selbem Verlauf wie die Linie für die breitbandige Anpassung 1. Da jedoch die gemessenen Kurven nicht parallel zur berechneten Kennlinie verlaufen kann der Grund für die Abweichung kein konstant bleibender Spannungs-Offset sein.

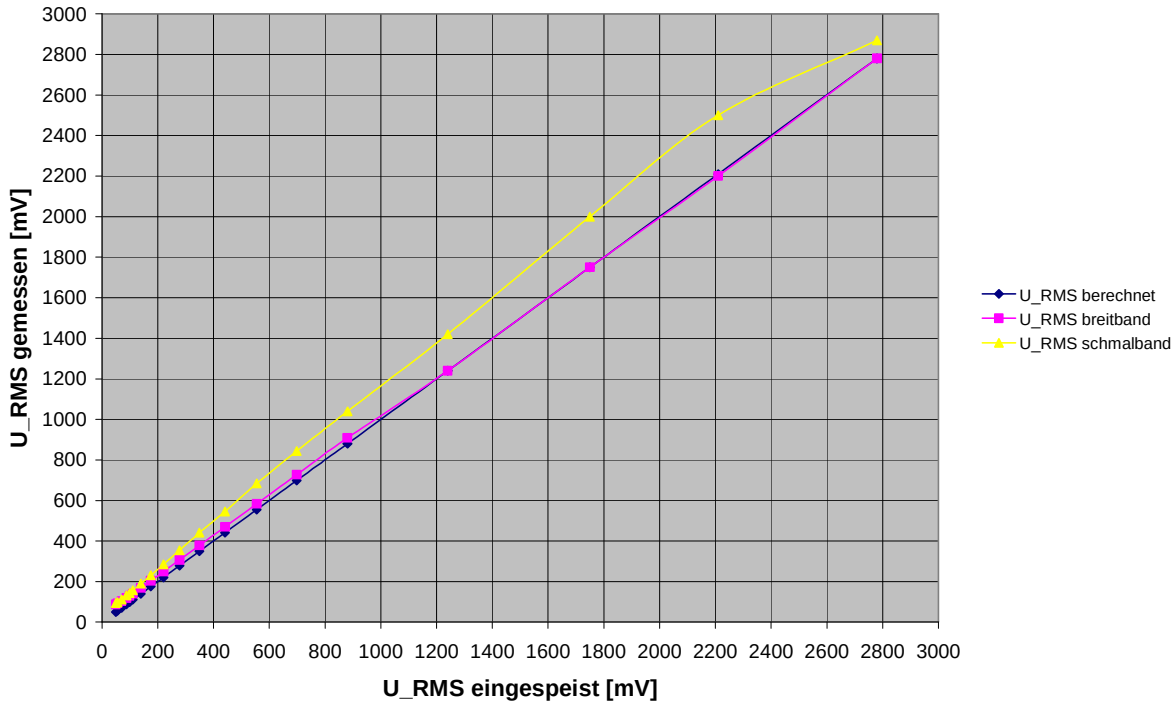


Abbildung 40: Messergebnisse des RMS-DC-Wandlers bei 225 MHz

Für die Messungen bei der Zwischenfrequenz des Empfänger-Demonstrators von 225 MHz mussten die Anpassungsnetzwerke am Eingang entsprechend verändert werden. Hier zeigte sich, dass die beiden Kennlinien der breitbandigen Anpassungsnetzwerke identisch verlaufen. In Abbildung 40 ist deutlich zu erkennen, dass diese breitbandige Anpassung hier fast ideal mit der berechneten Kennlinie übereinstimmt. Die Abweichung zwischen den Messwerten der breitbandigen Anpassung und den berechneten Werten liegt bei einer Eingangspannung von 11,7 mV bis 117,4 mV (-25,6 bis -5,6 dBm) bei Werten zwischen +28 mV und +31 mV. Diese Spannung könnte z.B. als negativer Offset an dem dafür vorgesehenen Eingang am Wandler angelegt werden um die Abweichung vollständig zu kompensieren.

Diese Messung bestätigt die geringere Abweichung bei der Verwendung des breitbandigen Anpassungsnetzwerkes. Außerdem ist festzuhalten, dass bei der Frequenz von 225 MHz der Messfehler des Wandlers erheblich geringer ist als es bei der Frequenz von 1844,2 MHz der Fall war. Dies deutet darauf hin, dass der Messfehler zu höheren Frequenzen hin zunimmt, was in den Datenblättern des RMS-DC-Wandlers nicht erwähnt wird.

3.2.4.2 900 MHz Empfänger

Bevor die unterschiedlichen Regelschleifen des Demonstrators in Betrieb genommen und untersucht werden konnten, musste der Zusammenhang zwischen der Verstärkung und der Vorspannung des rauscharmen Eingangsverstärkers, die durch einen externen Widerstand bestimmt wird, charakterisiert werden. Bei dem ausgewählten rauscharmen Eingangsverstärker für den 900 MHz Empfänger handelt es sich um einen käuflichen integrierten Schaltkreis für mobile Sendeempfänger. Im Datenblatt werden für diese Komponente eine Verstärkung von 17 dB, ein Rauschzahl von 1,3 dB und ein Stromverbrauch von 5,3 mA bei einem Bias-Widerstand von 510 Ohm angegeben. Messungen der Signalverstärkung G_{LNA} in Abhängigkeit des externen Widerstands R_{BIAS} zeigten eine Abnahme der Verstärkung bei Erhöhung dieses Widerstands (Abbildung 41).

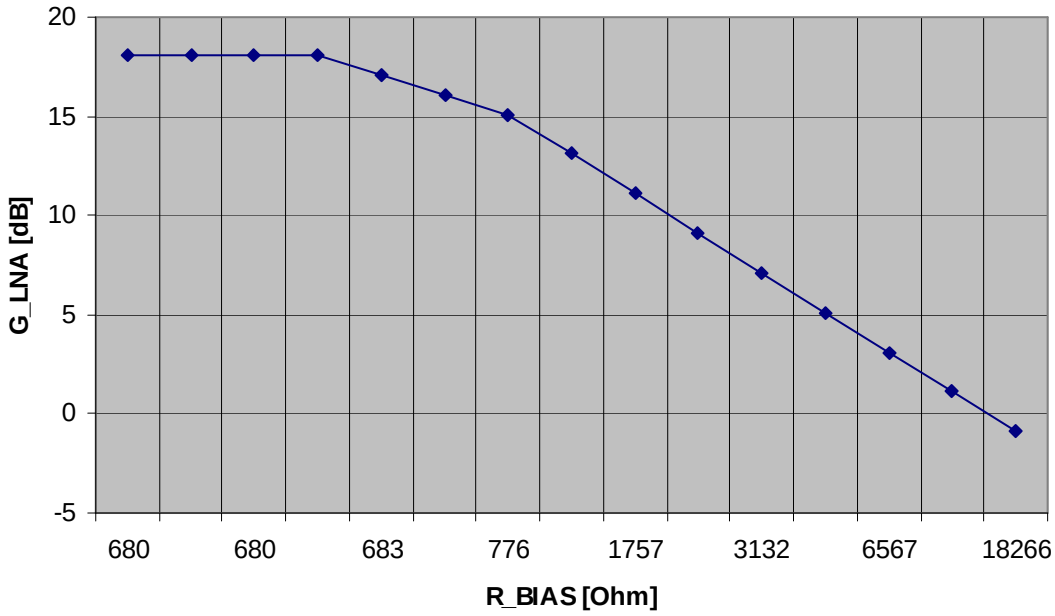


Abbildung 41: Zusammenhang zwischen der Verstärkung des LNAs G_{LNA} und dem externen Widerstand R_{BIAS}

Um die Verstärkung des verwendeten LNAs dynamisch regeln zu können, muss der erforderliche Widerstand am Steuereingang gegen Masse durch einen steuerbaren Widerstand ersetzt werden. Dafür bietet sich der Einsatz eines N-Kanal-MOSFETs an, der im ohmschen Bereich seines Ausgangskennlinienfeldes einen annähernd linearen Verlauf zwischen dem Drain-Strom I_D und der Drain-Source-Spannung U_{DS} aufweist.

Für die Messung und Untersuchung der Wirksamkeit der vorgeschlagenen Regelung wird nun der RMS-Wert des Eingangssignals U_{e_rms} der Empfängerkette mit dem Signalgenerator variiert und gleichzeitig das Signal am Punkt 5 der Empfängerkette (siehe Abbildung 42) mit dem Spektrum Analysator gemessen. Dabei kann die Abhängigkeit des Pegels am Punkt 5 vom Eingangspegel U_{e_rms} festgestellt werden. Ziel ist ein konstanter Pegel an Punkt 5 trotz Variation des Eingangssignals.

Abbildung 43 zeigt, dass der Pegel an Punkt 5 bei einem Eingangspegel von 12 mV das Maximum erreicht. Fällt der Eingangspegel weiter ab, sinkt dieser Pegel ebenfalls proportional dazu, da die maximale Verstärkung des LNAs erreicht ist und der Abnahme des Eingangssignals nicht weiter entgegen gewirkt werden kann. Für die leichte Abnahme des Pegels zu höheren Werten des Eingangssignals ist die Zunahme der Messgenauigkeit der RMS-DC-Wandler bei höheren Eingangsleistungen (vgl. Kapitel 3.2.4.1) verantwortlich. Der Wert bei Ue_rms=22,36 mV kann als fehlerbehaftete Messung interpretiert werden, da er deutlich außerhalb der linear abfallenden Funktion liegt.

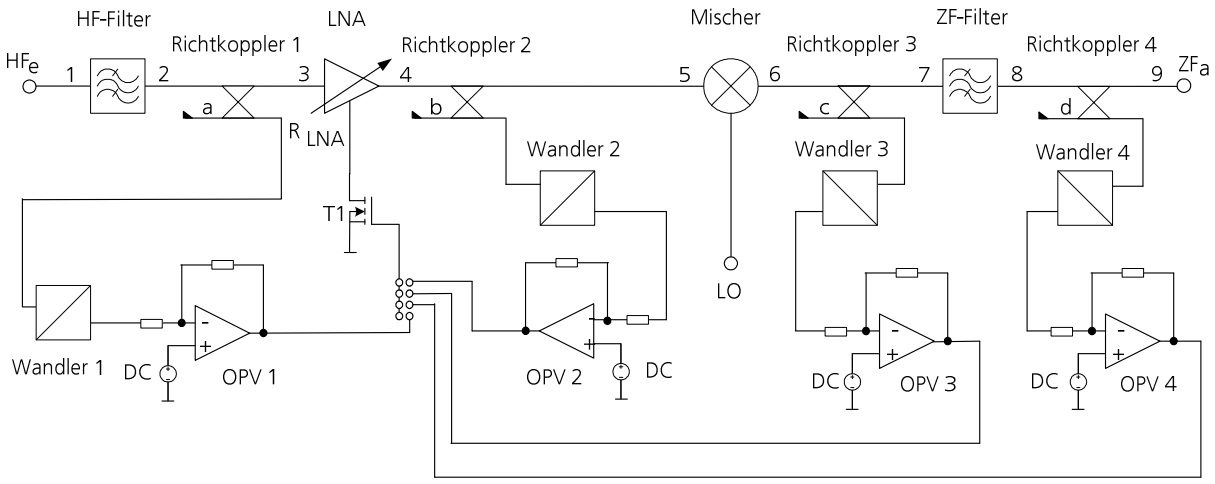


Abbildung 42: Empfangszug mit Auskoppelpunkten und Regelschleifen

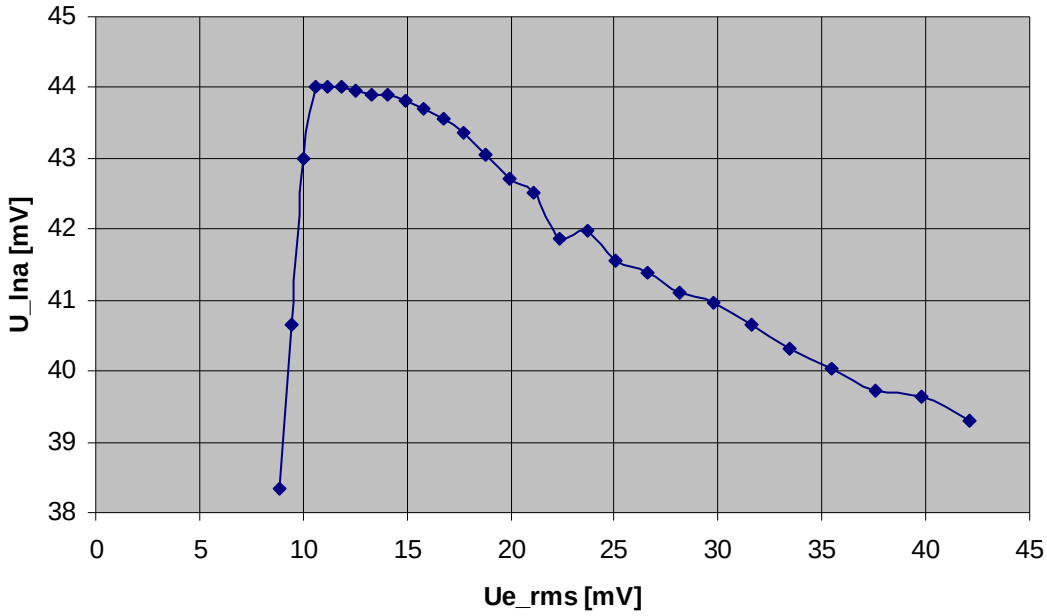


Abbildung 43: Pegel am Punkt 5 in Abhängigkeit des Eingangssignals U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt b

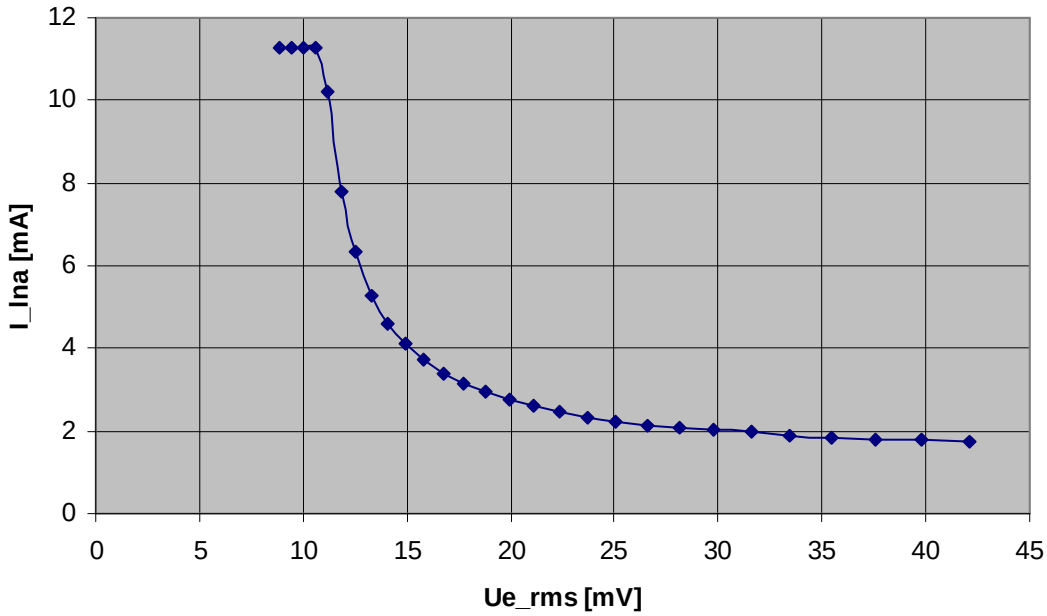


Abbildung 44: Stromaufnahme des LNAs in Abhängigkeit des Eingangssignals U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt b

Der Zusammenhang in Abbildung 44 zeigt die Funktion der verwendeten Regelschleife zur Reduzierung des Versorgungsstromes des LNAs. Die Grafik gibt an, wie viel Strom der LNA benötigt um bei dem jeweiligen Eingangssignal U_{e_rms} den Ausgangspegel des LNAs bzw. den Pegel an Punkt 5 konstant zu halten. Der maximale Stromverbrauch von 11,3 mA wird im LNA

dann erreicht, wenn die Verstärkung bei einem Eingangspegel von 11 mV an den Maximalwert erreicht. Verringert sich U_{e_rms} weiter, bleibt der Stromverbrauch konstant und das Ausgangssignal des LNAs nimmt ab (siehe Abbildung 43). Erreicht der Eingangspegel Werte größer als 35 mV, ändert sich die Stromaufnahme des LNA kaum noch. Aus der Differenz von maximalem und minimalem Strom lässt ein Einsparpotential von etwa 9,5 mA ablesen. Berücksichtigt man den zusätzlichen Strom für die Regelschleife aus RMS-DC-Wandler und Operationsverstärker von 1,7 mA, erhält man bei maximalem Eingangssignal ein Einsparpotential von 69 % [Bei04].

Für die Regelschleife mit Auskoppelpunkt c ist der Mischer mit einer zusätzlichen Pegelverstärkung von 14,7 dB im Regelkreis enthalten. Der Spektrum Analysator zur Erfassung des ZF-Signals ist bei dieser Messung am Punkt 9 ZF_a angebracht worden.

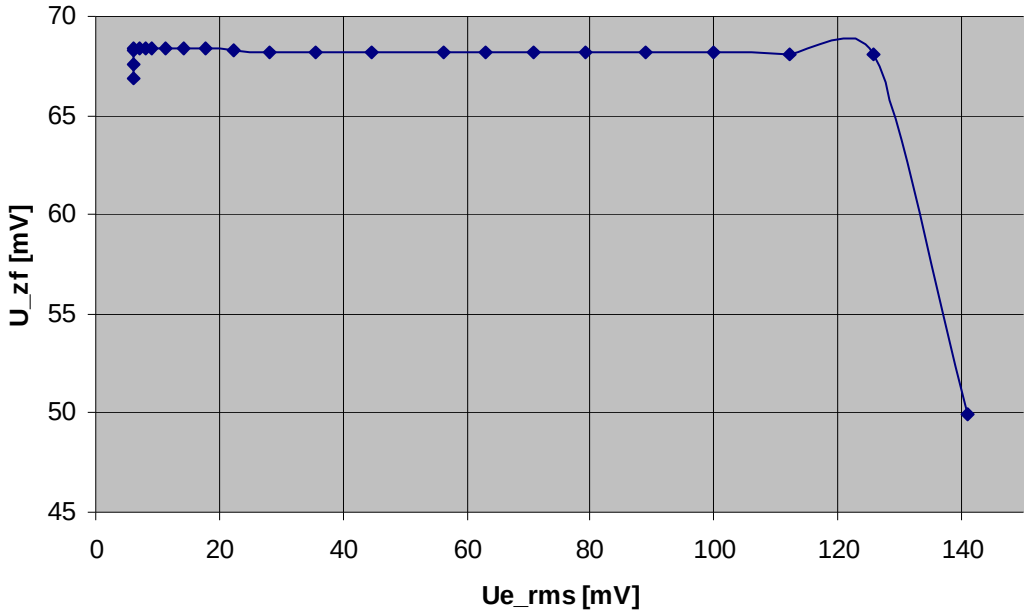


Abbildung 45: ZF_a Pegel in Abhängigkeit des Eingangspegels U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt c

Das Einwirken der Regelung für den Auskoppelpunkt c ist als Messkurve in Abbildung 45 zu sehen. Im Vergleich zur Auskopplung nach dem LNA (siehe Abbildung 43) gelingt hier die Ausregelung von Pegelschwankungen wesentlich besser, obwohl in beiden Regelschleifen derselbe Regler verwendet wurde. Zu beachten ist jedoch, dass der Auskoppelpunkt b bei 942,5 MHz liegt während sich der Punkt c bei der ZF-Frequenz von 225 MHz befindet. Messungen der Genauigkeit des RMS-DC-Wandlers haben gezeigt, dass der Messfehler des Wandlers zu niedrigeren Frequenzen hin abnimmt. Ebenfalls nimmt bei Eingangspegeln kleiner als 22,4 mV die Messungenauigkeit stark zu (vgl. Kapitel 3.2.4.1). Bei der Regelung mit Auskopplung nach dem

LNA (Auskoppelpunkt b) liegt der Eingangspegel des Wandlers bei ca. 8,9 mV, während er bei der Auskopplung nach dem Mischer (Auskoppelpunkt c) auf Grund dessen Verstärkung und der Einfügedämpfung der weiteren Koppler bei etwa 44,6 mV liegt. Ein um 35,7 mV (14 dB) höherer Eingangspegel wirkt sich somit positiv auf die Restabweichung der Regelung aus. Deutlich zu sehen ist wieder das Abfallen zu niedrigeren Eingangssignalen wegen der begrenzten Verstärkung.

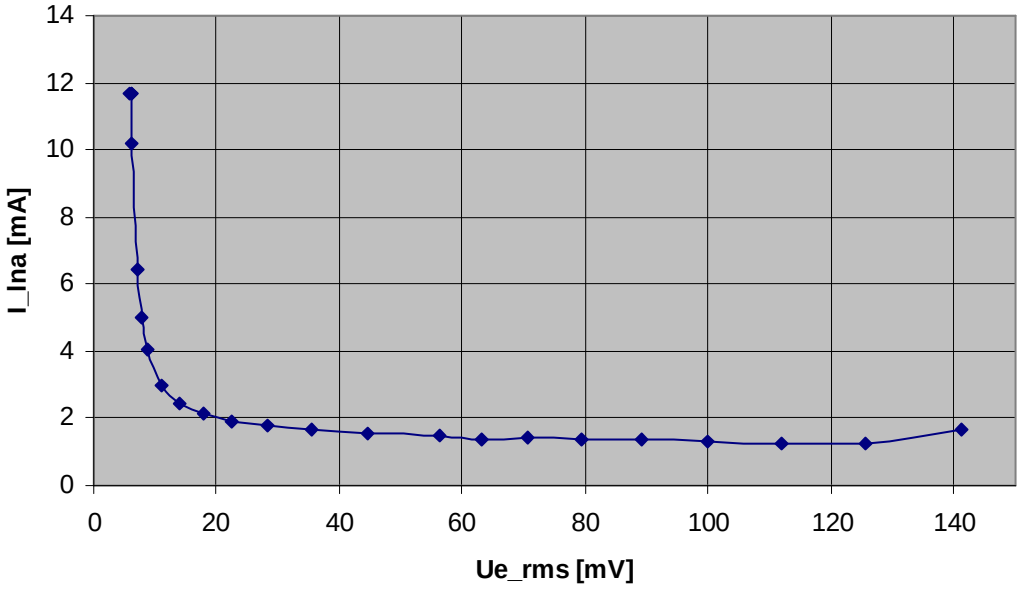


Abbildung 46: Stromaufnahme des LNAs in Abhängigkeit des Eingangssignal U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt c

Die Kennlinien aus Abbildung 44 und Abbildung 46 zeigen jeweils die Stromaufnahme des LNAs innerhalb der Regelung. Beim Vergleich der Kennlinien fällt der größere Dynamikbereich in Abbildung 46 auf. Bei der maximalen Verstärkung des LNAs, die sich auf Grund der Regelung bei minimalem Eingangssignal einstellt, erreicht der Stromverbrauch den maximalen Wert von 11,67 mA. Bei einem Eingangssignal U_{e_rms} von 120 mV liegt der Stromverbrauch am niedrigsten und zwar bei 1,52 mA. Der Stromverbrauch des RMS-DC Wandlers und des OPVs von 1,7 mA muss bei der Bewertung der Regelung berücksichtigt werden. Über den Stromverbrauch des RMS-DC Wandlers und des OPVs kann somit das Einsparpotential durch die Regelschleife bewertet werden. Als Resultat der Untersuchung des GSM900 Empfangszuges kann gesagt werden, dass insgesamt mit der Regelung bei maximalem Eingangssignal eine Reduzierung des Stroms von 8,5 mA erreicht wird. Das entspricht einem Einsparpotential von 73 %.

Für alle Regelschleifen wurde die folgende Reglerdimensionierung verwendet (vgl. Abbildung 34):

R1 [kOhm]	R2 [kOhm]
100	750

Tabelle 12: Reglerdimensionierung

Mit den Messungen am Auskoppelpunkt d konnten keine weiteren Verbesserungen der Regelabweichung erzielt werden. Dieser Auskoppelpunkt muss verwendet werden, wenn zusätzlich zum Nutzsignal noch Nachbarkanalsignale anliegen. Durch das Kanalfilter werden diese Signale unterdrückt und beeinflussen die Regelung dann nicht.

3.2.4.3 1800 MHz Empfänger

Vor der Inbetriebnahme der Regelung musste zuerst eine Charakterisierung des verwendeten LNAs für diesen Empfangszug erfolgen. Der IC MAX 2320 des Herstellers MAXIM vereinigt Mischer und LNA in einem Gehäuse. Für den LNA sind im Datenblatt eine Verstärkung von 14,5 dB und eine Rauschzahl von 1,8 dB angegeben.

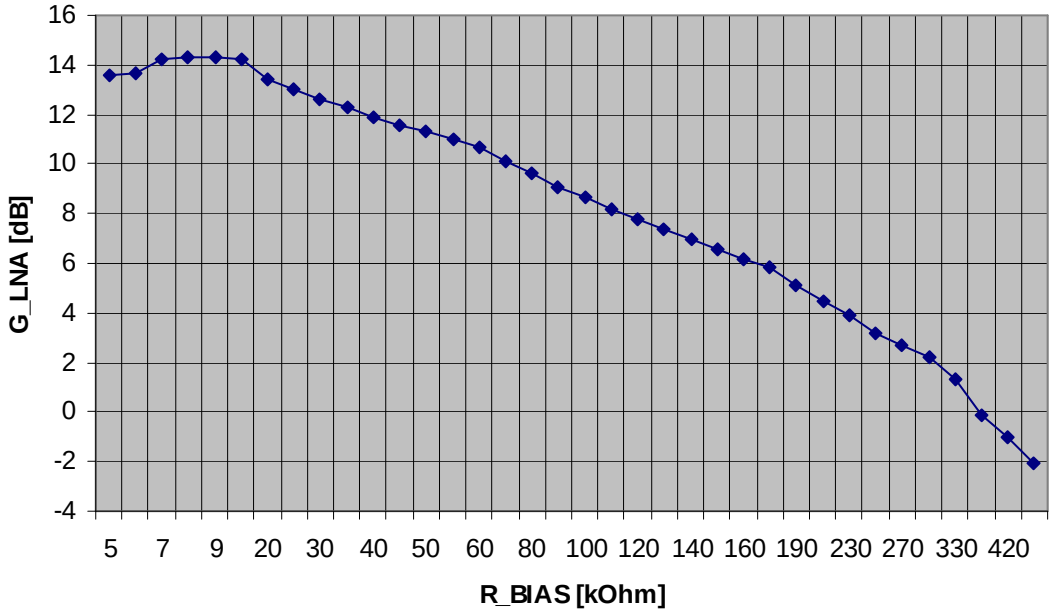


Abbildung 47: Zusammenhang zwischen der Verstärkung des LNAs G_{LNA} und den externen Widerständen R_{BIAS} und R_{LNA}

Die Messergebnisse in Abbildung 47 zeigen den Zusammenhang zwischen der Verstärkung und dem externen Widerstand R_{BIAS}.

Zur Messung der Regelschleife wurde das Signal an Punkt b ausgekoppelt und die Regelschleife über die entsprechenden Drahtbrücken geschlossen. Für die Funktionskontrolle der Regelung ist nach dem LNA an Punkt 5 über eine Stichleitung der Spektrum Analysator angeschlossen worden um die Änderung des HF-Pegels beobachten zu können. Die Bestimmung der LNA-Verstärkung erfolgt unter Einbeziehung der Dämpfung der Richtkoppler und des HF-Filters durch die Berechnung aus dem Eingangssignal und der gemessenen Leistung an Punkt 5.

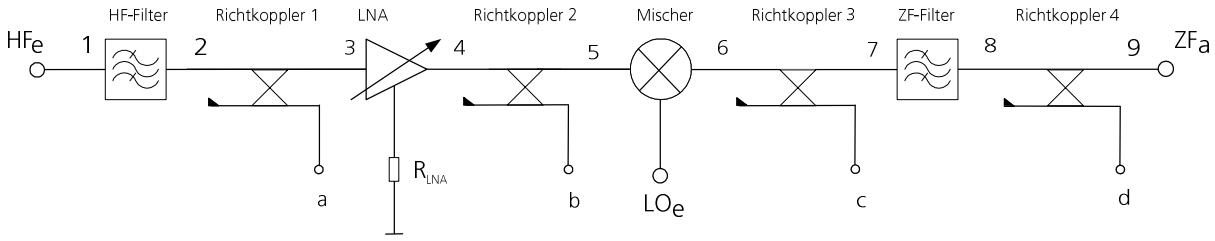


Abbildung 48: Empfangszug mit Auskoppelpunkten

Auch hier wurde ein Regler mit P-Verhalten eingesetzt. Ein sehr gutes Ergebnis ist mit dem Widerstandsverhältnis R_1/R_2 gleich 6,8 erzielt worden. Über R_3 (vgl. Abbildung 34) ist für eine optimale Ausnutzung des Regelbereichs die Spannung U_{DC} auf 54,5 mV eingestellt.

R1 [kOhm]	**R2 [kOhm]**
680	100

Tabelle 13: Reglerdimensionierung

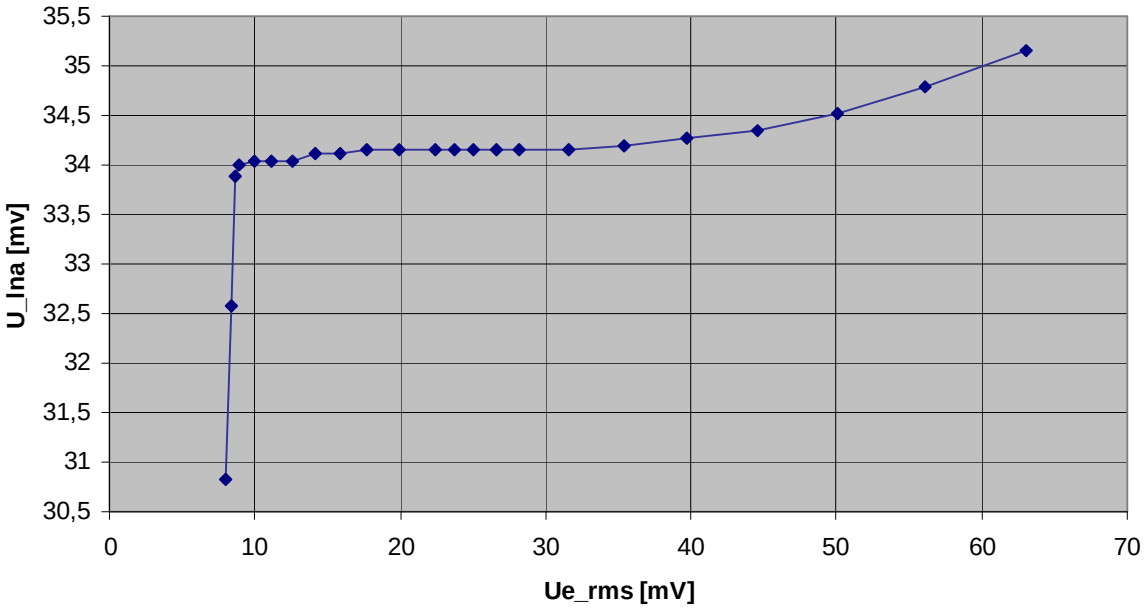


Abbildung 49: Pegel am Punkt 5 in Abhängigkeit des Eingangspegels U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt b

Die Fähigkeit der Regelschleife Pegelschwankungen am Eingang auszugleichen ist in Abbildung 49 abgebildet. Fällt der Pegel des empfangenen Signals unter 9 mV, kann nicht weiter gegengesteuert werden, da die maximale Verstärkung erreicht werden. Somit fällt das Ausgangssignal ebenfalls ab. Bei Signalen über 50 mV ist die Verstärkung des LNAs ist bei 0 dB angelangt. Danach wird aus der Verstärkung eine Dämpfung, die jedoch den Anstieg des Eingangssignals nicht komplett ausregeln kann. Daher steigt das Ausgangssignal ebenfalls an.

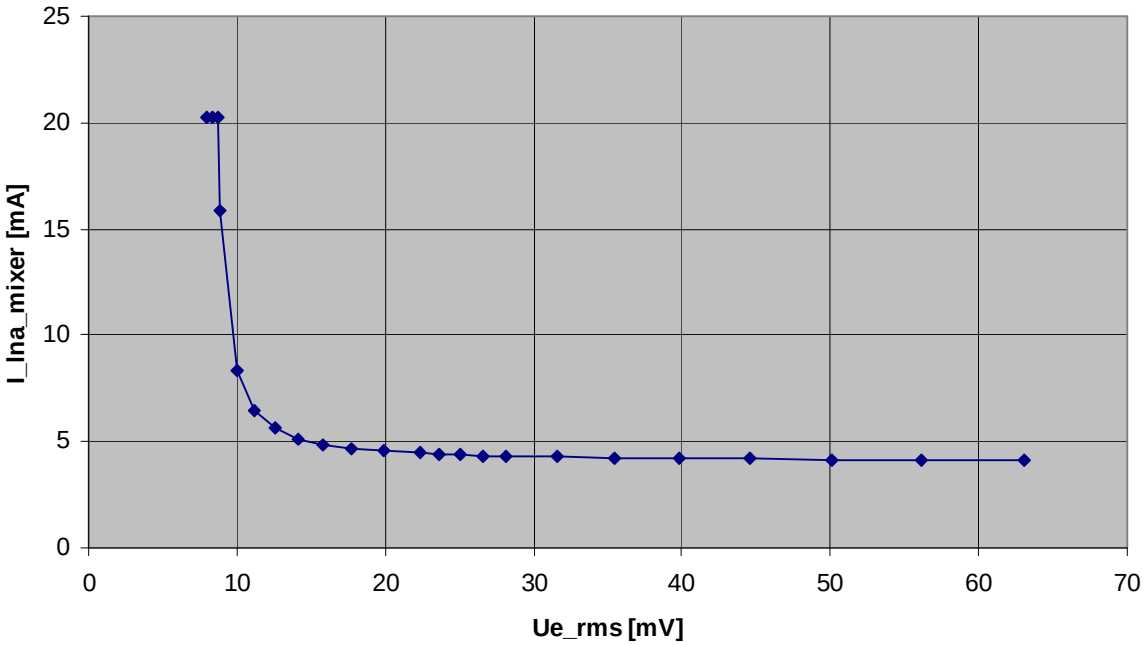


Abbildung 50: Stromaufnahme von LNA und Mischer in Abhängigkeit des Eingangssignals des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt b

Das Einsparpotential ist durch die Kennlinie in Abbildung 50 dokumentiert. Sie zeigt die Stromaufnahme des LNAs in Abhängigkeit des Eingangspegels. Zwischen 11 mV und 9 mV steigt der Strom um mehr als das Dreifache, da hier die Verstärkung ihr Maximum erreicht. Für den Dynamikbereich der Regelung von 50 mV bis 9 mV dBm kann also bei maximalem Eingangssignal bis zu 16 mA eingespart werden. Abzüglich des zusätzlichen Stromverbrauchs für die Komponenten der Regelschleife von 1,7 mA entspricht das einem Einsparpotential von 71 %.

3.2.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde eine empfangssignalabhängige Verstärkerregelung in Form von zwei GSM-Empfängerzügen aufgebaut und getestet. Bei maximalem Eingangssignal konnte ein Einsparpotential von 69 bis 73 % erreicht werden. Der Frequenzbereich und der Pegel der zur Regelung verwendeten Signale bestimmt die Genauigkeit der Regelschleife. Diese erklärt sich durch die frequenz- und signalabhängige Genauigkeit der RMS-DC-Wandler.

Die Empfindlichkeit der am Markt verfügbaren RMS-DC-Wandler reicht momentan noch nicht aus, um die minimalen Eingangssignale am Eingang eines Sendeempfängers zu verarbeiten. Daher wird beim Hardware-Demonstrator dieser Arbeit mit höheren Signalpegeln gearbei-

tet. In der Arbeit [Mue03] wurde die Entwicklung von Wandlern mit höherer, für diesen Anwendungsfall ausreichender Empfindlichkeit bei vergleichbarem Leistungsverbrauch verfolgt und dokumentiert, so dass die Realisierbarkeit der in dieser Arbeit untersuchten Schaltungen gesichert ist.

3.3 Modellierung und Simulation von geregelten Verstärkern

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit regelbaren Eingangsverstärkern, die bei Reduzierung der Verstärkung auch einen Rückgang des Versorgungsstroms zeigen. Mit Hilfe eines Spannungssignals lässt sich hier die Verstärkung beeinflussen. Im Demonstrator dieser Arbeit wurden käufliche Eingangsverstärker, die ein solches Verhalten zeigen, verwendet. Hier sollen nun typische Schaltungstechniken dafür untersucht werden, um das Einsparpotential einer damit realisierten betriebsabhängigen Regelung zu quantifizieren.

Die im Anhang 6.1 dokumentierte Recherche ergab, dass die wichtigste Grundschaltung für HF-Eingangsverstärker die Kaskodeschaltung darstellt. Daher wird für die hier adressierte Anwendung in Empfängern zur Bestimmung des Einsparpotentials durch betriebsabhängige Regelung diese Schaltung modelliert und simuliert.

Bei der Realisierung von integrierten Schaltungen muss eine Auswahl zwischen unterschiedlichen Halbleitermaterialien getroffen werden. Speziell für Hochfrequenzschaltungen stehen neben Silizium (Si) Galliumarsenid-Transistoren (GaAs) zur Auswahl, die sich durch niedriges Rauschen und hohe Schaltgeschwindigkeiten auszeichnen. Diese Eigenschaften werden von der Elektronenmobilität, die bei GaAs beispielsweise mit etwa 8500 $cm^2/Vsec$ deutlich höher als bei Silizium mit 1500 $cm^2/Vsec$ liegt, und der Elektronendriftgeschwindigkeit der einzelnen Materialien beeinflusst.

Nachteilig bei GaAs wirkt sich die Giftigkeit des Stoffes Arsen und die damit verbundenen Schwierigkeiten bei der Entsorgung von GaAs-Schaltungen aus. Ein Vorteil von Silizium ist die Möglichkeit, leichter isolierende Bereiche in Form von Silizium-Dioxid (SiO_2) zu erzeugen als es in Galliumarsenid möglich ist. Weiterer Vorteil von Silizium sind die geringeren Rohstoff und Produktionskosten, was vor allen Dingen den Einsatz in Massenprodukten wie Mobiltelefonen unterstützt. Letztlich wirkt sich die hohe Löchermobilität von Silizium positiv auf die Einsatzgebiete aus. Dadurch lassen sich auch P-Kanal Transistoren mit hoher Geschwindigkeit herstellen, die für die wichtige CMOS-Logik von digitalen Schaltkreisen aber auch für analoge Schaltungstechniken nötig sind.

Bei der Auswahl der Transistoren kann generell zwischen Bipolar- und Feldeffekttransistoren (FET) unterschieden werden. Wo bipolare Transistoren durch einen Stromfluss gesteuert werden, wird bei FETs eine Spannung zur Steuerung verwendet. Die Steuerung von FETs ist also bis auf geringe Leckströme im Bereich von Nano- bis Pikoampere stromlos, was sich vor allen Dingen auf Grund der hohen Anzahl an einzelnen Transistoren in integrierten Schaltungen positiv auf die Leistungsbilanz auswirkt [Raz01][LS94][HAE06].

Weiterer Vorteil der CMOS-Technologie ist die Skalierbarkeit der geometrischen Verhältnisse der Transistoren, auf die im Anhang dieser Arbeit (vgl. Kapitel 6.6.2) genauer eingegangen wird und die in den folgenden Untersuchungen noch berücksichtigt wird. Da digitale Schaltkreise aus verschiedenen Gründen in CMOS realisiert werden, entsteht mit der Verwendung dieser Technologie auch für analoge Schaltkreise die Möglichkeit, Elektronik mit einem einzigen Chip, so genannte „Single-Chip"-Lösungen, zu realisieren. Das hat wiederum positiven Einfluss auf Fertigungskosten, Stromverbrauch, Leistungsfähigkeit und Preis der Produkte [Raz01][LS94] [HAE06].

Aus diesen Gründen werden die hier untersuchten Schaltungen mit Feldeffekttransistoren realisiert und mit CMOS-Technologieparameter simuliert. Um eine Übertragbarkeit und Anwendbarkeit der Untersuchungen und Ergebnisse auf viele andere Technologien zu erreichen, werden auch nur einfache MOSFETs eingesetzt, die in den meisten Technologien verfügbar sind, und es wird auf die Verwendung von Spezial- oder Sonderformen von Feldeffekttransistoren verzichtet.

Die Modellierung und Simulation erfolgt mit den Schaltungs- und Systemsimulationstool ADS (Advanced Design System) 2004A von AGILENT TECHNOLOGIES unter Verwendung von BSIM3 bzw. SPICE LEVEL 3 Transistormodellen. Die Transistorparameter wurden von der c35b4-Technologie von AMS (AUSTRIA MICROSYSTEMS) verwendet, einer 0,35 µm CMOS Halbleitertechnologie.

3.3.1 Schaltungsanalyse und Simulation des Verstärkers

Die Kaskodeschaltung weist verschiedene Vorteile auf, die sie zur meist verwendeten Grundschaltung in rauscharmen Eingangsverstärkern für Sendeempfänger werden lässt. Besonders geeignet ist der Kaskodeverstärker durch seinen hohen Ausgangswiderstand. Weiterhin spielt die gute Rückwärts-Isolation eine wichtige Rolle bei der Verwendung in Empfängern. Au-

ßerdem zeichnen sich Verstärker mit Kaskodeschaltungen durch eine hohe Stabilität auf Grund der Vermeidung des Millereffekts aus.

Ein Nachteil der Kaskodeschaltung ist der begrenzte Ausgangsspannungsbereich, welcher durch den Spannungsabfall an dem zusätzlichen Transistor im Vergleich zu einer reinen Source-Schaltung reduziert wird.

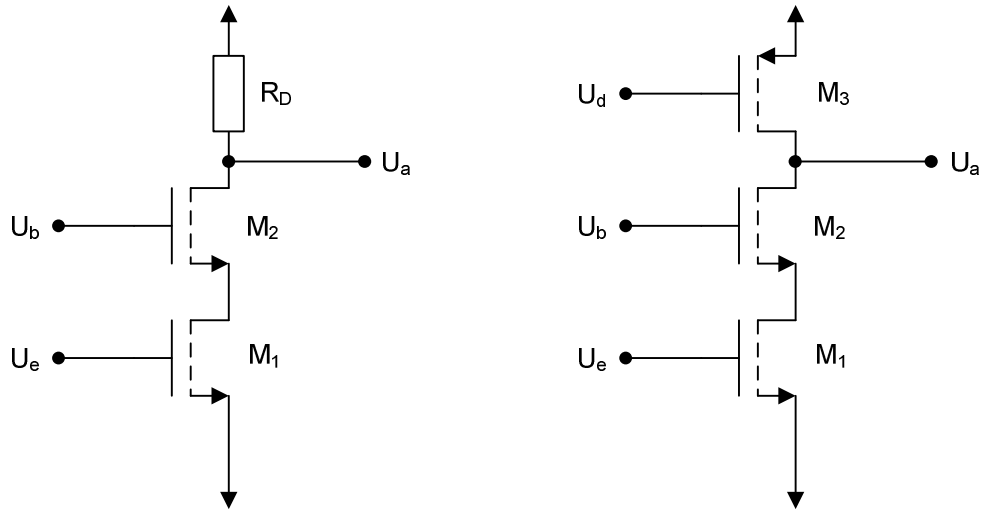


Abbildung 51: Kaskodeverstärker mit passiver (links) und aktiver (rechts) Last

Abbildung 51 zeigt die Kaskodeschaltung mit passiver und aktiver Last. Sie kann als Serienschaltung einer Gate- und einer Source-Schaltung angesehen werden. Die Gate-Schaltung ist somit der Arbeitswiderstand der Source-Schaltung. Bei der Source-Schaltung gilt für die Verstärkung A:

$$A = -g_m \cdot (R_D \parallel r_{ds})$$

Dabei steht R_D für den Arbeitswiderstand der Schaltung, r_{ds} für den Drain-Source-Widerstand des MOSFETs und g_m für die Transkonduktanz, auch Steilheit genannt, für die gilt:

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}}\Big|_{U_{DS}=const.} = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot (U_{GS} - U_S)$$

Hier bezeichnet I_D den Drain-Strom, U_{GS} die Gate-Source-Spannung, U_{DS} die Drain-Source-Spannung, μ_n die Ladungsträgermobilität in Quadratmeter pro Voltsekunden und

C_{OX} die Oxidschichtkapazität in Farad pro Quadratmeter. W und L stehen für die Weite und Länge und U_S für die Schwellenspannung des Transistors. Der Arbeitswiderstand von M_1 der Kaskodeschaltung ist M_2, daher gilt für die Spannungsverstärkung der ersten Stufe, also Transistor M_1, wenn identische Transistoren für M_1 und M_2 eingesetzt werden:

$$A_1 = -g_{m1} \cdot \frac{1}{g_{m2}} = -1$$

Da durch beide Transistoren der gleiche Strom fließt, ist die Spannungsverstärkung wie bei der Source-Schaltung [ST93]

$$A = -g_m \cdot R_D.$$

Um nun die Verstärkung und die Versorgungsleistung eines solchen Kaskodeverstärkers betriebsparameterabhängig zu steuern, bieten sich zwei Möglichkeiten an. Zum einen kann die Versorgungsspannung direkt abhängig von der benötigten Verstärkung beeinflusst werden. Der Kaskodeverstärker zeigt bei Reduzierung der Versorgungsspannung einen Rückgang der Verstärkung und des Versorgungsstroms. Diese Beeinflussung der Versorgungsspannung ist technisch allerdings schwierig zu realisieren, wenn dabei auf niedrigen Energieverbrauch geachtet werden muss. Zusätzlich nötige Komponenten wie digital einstellbare Widerstände und Analog-Digital-Konverter zur Beeinflussung des Rückkoppelnetzwerkes des DC-DC Wandlers und damit seiner Ausgangsspannung zur Versorgung des Kaskodeverstärkers erfordern einen zusätzlichen Energieverbrauch. Weiterhin erhöhen diese auch die Komplexität und so auch Kosten des Systems.

Eine weitaus leistungseffizientere und technisch leichter realisierbare Beeinflussung des Verstärkers ist die Steuerung der Vorspannung des Kaskodetransistors M_2. Hierbei bleibt die Versorgungsspannung konstant und es kann ein Linearregler oder ein hocheffizienter Schaltregler mit fester Ausgangsspannung eingesetzt werden

Die Steuerspannung bzw. Vorspannung U_b des Kaskodetransistors M_2 kann direkt von einem Operationsverstärker erzeugt werden, der auch den Regler und den Vergleich mit der Führungsgröße realisiert (vgl. Kapitel 3.2.2). Das liegt vor allem daran, dass das Gate des Kaskode-MOSFETs leistungslos, also mit einer Spannung und äußerst geringen Strom gesteuert wird.

Es sind keine zusätzlichen Komponenten wie in der erstgenannten Möglichkeit der Beeinflussung der Versorgungsspannung nötig. Alternative kann, wie im Demonstrator dieser Arbeit geschehen, ein zusätzlicher Steuertransistor zwischen Regler bzw. Operationsverstärker und Kaskodetransistor eingesetzt werden (vgl. Abbildung 35). Dieser dient dann einer zusätzlichen Anpassung bzw. Entkopplung.

Im folgendem sollen nun beide Alternativen, also die Steuerung der Vorspannung als auch die Steuerung der Versorgungsspannung genauer untersucht werden.

3.3.1.1 Beeinflussung der Vorspannung

Durch die Spannung U_b am Gate des Kaskodetransistors M_2 kann der Stromfluss durch die Schaltung, also durch beide Transistoren gesteuert werden, da für beliebige MOSFETs im Sättigungsbereich gilt [Raz01]:

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot (U_{GS} - U_S)^2 .$$

Im Sättigungsbereich eines MOSFETs muss die Beziehung

$$U_{DS} > U_{GS} - U_S$$

gelten. Im Falle der Kaskodeschaltung lautet die Formel für den Drain-Strom:

$$I_{D2} = I_{D1} = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_2}{L_2} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S)^2$$

Die Indizes 1 und 2 beziehen sich hier auf die Transistoren M_1 und M_2. Die Transkonduktanz kann durch Umformen der Formel

$$U_{GS} - U_S = \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{\mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L}}}$$

für den Drain-Strom und Substitution von $U_{GS} - U_S$ in der Transkonduktanzgleichung auch folgender Massen ausgedrückt werden [Raz01]:

$$g_m = \sqrt{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot I_D}$$

Durch Substitution von $\mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L}$ mit Hilfe der Formel für den Drain-Strom

$$\mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} = \frac{2 \cdot I_D}{(U_{GS} - U_S)^2}$$

ergibt sich:

$$g_m = \sqrt{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot I_D} = \frac{2 \cdot I_D}{U_{GS} - U_S}$$

Hierdurch wird die Abhängigkeit der Transkonduktanz und damit der Verstärkung vom Drain-Strom durch M_1 deutlich. Da dieser Drain-Strom jedoch gleich dem Drain-Strom M_2 ist, ist es möglich den Strom auf Kosten der Verstärkung zu reduzieren. Für die Verstärkung ergibt sich nun:

$$A = -\frac{2 \cdot I_{D1} \cdot R_D}{U_{GS1} - U_S}$$

$$A = -\frac{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_2}{L_2} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S)^2 \cdot R_D}{U_{GS1} - U_S}$$

Die Gate-Source-Spannung U_{GS1} kann weiterhin durch den Drain-Strom und die Geometrieverhältnisse des Transistors M_1 ausgedrückt werden:

$$A = -\frac{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_2}{L_2} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S)^2 \cdot R_D}{\sqrt{\frac{2 \cdot I_{D1} \cdot L_1}{\mu_n \cdot C_{OX} \cdot W_1}}}$$

Substituiert man noch I_{D1} bzw. I_{D2}, erhält man den Zusammenhang zwischen der Verstärkung, der Kaskodespannung und den Geometrieverhältnissen der Transistoren:

$$A = -\frac{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_2}{L_2} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S)^2 \cdot R_D}{\sqrt{\frac{\frac{W_2}{L_2} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S)^2 \cdot L_1}{W_1}}}$$

$$A = -2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_2}{L_2} \cdot \sqrt{\frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{L_2}{W_2}} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S) \cdot R_D$$

$$A = -2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \sqrt{\frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{W_2}{L_2}} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S) \cdot R_D$$

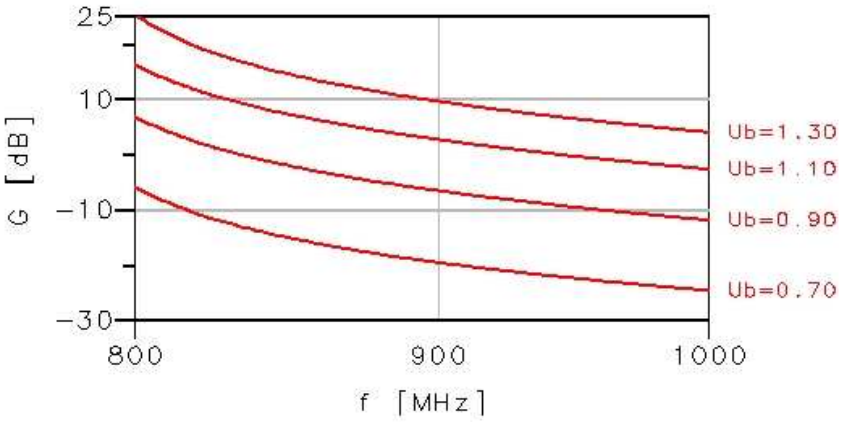


Abbildung 52: Frequenzgang der Verstärkung G des Kaskodeverstärkers bei unterschiedlichen Werten der Vorspannung U_b (in Volt) des Kaskodetransistors

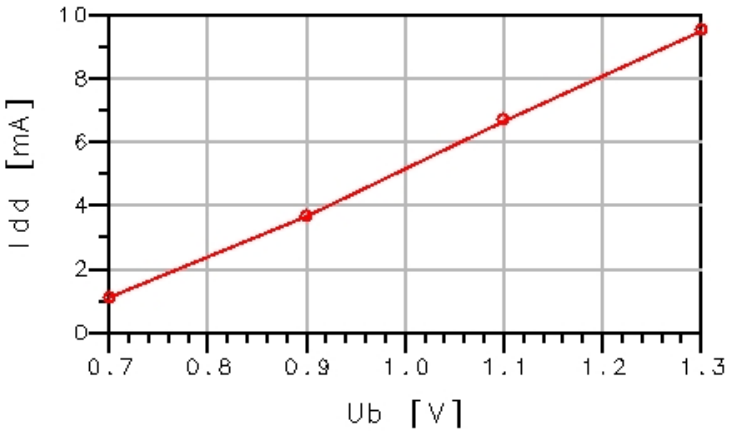


Abbildung 53: Stromverbrauch I_{dd} des Kaskodeverstärkers als Funktion der Vorspannung U_b des Kaskodetransistors bei 3,3 V Versorgungsspannung

In Abbildung 52 und Abbildung 53 sind die Simulationsergebnisse eines Kaskodeverstärkers gezeigt. Die Bauteilparameter für die beiden Transistoren und den Widerstand waren:

W_1=300 µm

W_2=300 µm

L_1=L_2=0,5 µm

R_D=200 Ohm

Sie wurden empirisch mit Hilfe von Simulationen unter Beachtung der obigen Zusammenhänge zwischen Verstärkung, Stromverbrauch und Bauteilparameter des Kaskodeverstärkers gefunden. Die Abbildung 52 zeigt die Verstärkung über der Frequenz bei unterschiedlichen Werten der Gate-Vorspannung des Kaskodetransistors und Abbildung 53 den Stromverbrauch als Funktion der der Gate-Vorspannung des Kaskodetransistors. Es wurde eine für die Verwendung in drahtlosen Sendeempfängern typische Verstärkung (siehe Anhang 6.1) von etwa 18 dB realisiert. Durch Verkleinerung der Gate-Vorspannung des Kaskodetransistors M_2 verringert sich die Verstärkung und auch der Stromverbrauch, da der Kaskodetransistor als spannungsgesteuerte Stromquelle angesehen werden kann und die Transkonduktanz des Transistors M_1 und damit die Gesamtverstärkung vom Strom durch beide Transistoren abhängig ist. Eine Reduzierung der Verstärkung erzeugt in diesem Beispiel eine deutliche Erniedrigung der Versorgungsleistung, welche fast bis auf null abfällt. Der Verstärker erzeugt dann zwar keine Signalverstärkung mehr sondern eine Dämpfung, was bei ausreichend hohem Signal jedoch toleriert werden kann. Abbildung 54 zeigt den Zusammenhang zwischen der Leistung und der Verstärkung. Das

stückweise lineare Verhalten dieser Kennlinie kommt durch die einzelnen, bei diskreten Vorspannungen U_b durchgeführten Simulationen zustande.

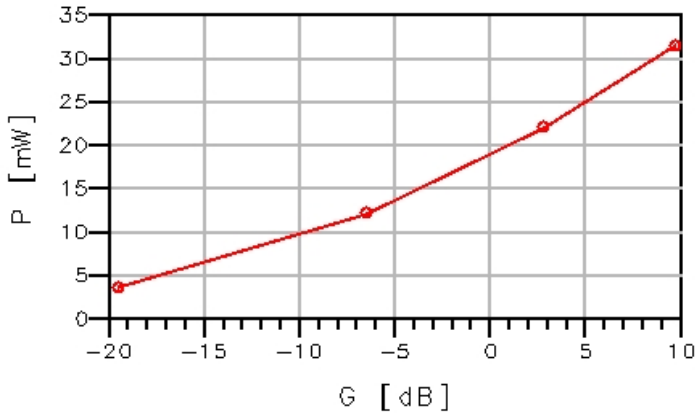


Abbildung 54: Versorgungsleistung P des Kaskodeverstärkers als Funktion der Verstärkung G

Bei der Untersuchung des Rauschsverhaltens von Verstärkerschaltungen muss zuerst das Verhalten eines einzelnen Transistors näher betrachtet werden. Die zwei wichtigsten Arten des Rauschens sind das thermische Rauschen und das Flicker-Rauschen.

Das thermische Rauschen von Widerständen wird durch die zufällige Bewegung von Elektronen verursacht und existiert auch wenn der mittlere Strom null ist. Das Spektrum dieses Rauschens ist proportional zur Temperatur. Die spektrale Rauschleistungsdichte $dP_{r,th}/df$ eines stochastischen Signals gibt an, wie viel Leistung das Signal innerhalb einer bestimmten Einheit der Bandbreite um eine bestimmte Frequenz f besitzt. Mit der Boltzmann Konstante k (k=$1{,}38 \cdot 10^{-23}\, J/K$), der Temperatur T und der Bandbreite B gilt [ST93]:

$$\frac{dP_{r,th}}{df} = \frac{dP_{r,th}}{B} = 4kT$$

Bei Zimmertemperatur (T=296 K) ergibt sich:

$$4kT = 1{,}6 \cdot 10^{-20}\, Ws$$

Das thermische Rauschen in Widerständen kann als serielle Spannungsquelle oder parallele Stromquelle modelliert werden. Als Maß für das Rauschen wird das mittlere Quadrat der Rauschspannung $\overline{U_{r,th}^2}$ bzw. des Rauschstroms $\overline{I_{r,th}^2}$ angegeben.

$$\overline{U_{r,th}^2} = 4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f \qquad \overline{I_{r,th}^2} = 4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f / R$$

Abbildung 55: Modellierung des Rauschens als Spannungs- und Stromquelle

Thermisches Rauschen tritt auch in MOSFETs auf. Die signifikanteste Rauschquelle bei MOSFETs ist der Kanal. Bei Langkanal-Transistoren, bei denen die Länge größer als ein Mikrometer ist ergibt sich das mittlere Quadrat des Rauschsstroms in Sättigung zu

$$\overline{I_{r,th}^2} = 4kT\gamma g_m ,$$

wobei $\gamma = 2/3$ für Langkanal-Transistoren beträgt und dieser Wert für Submicron MOSFETs kleiner wird. Für eine Gate-Länge von 0,25µm beträgt er 2,5. Weiterhin ist dieser Wert teilweise abhängig von der Drain-Source-Spannung. Die Formel zeigt, dass das Rauschen von der Transkonduktanz g_m beeinflusst wird. Das Rauschen kann als Stromquelle parallel zum Kanal modelliert werden [Raz01].

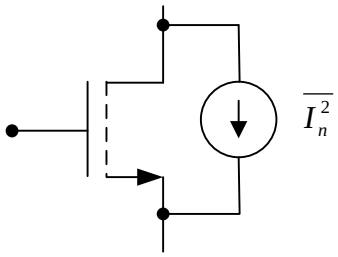


Abbildung 56: Rauschfreier MOSFET mit paralleler Rauschquelle

Ebenso erzeugen Widerstände in den Zuleitungen zu Gate, Source und Drain Rauschen, wobei bei relativ weiten Transistoren nur der Widerstand des Gates auf Grund der Verstärkung

der Gate-Spannung berücksichtigt werden muss. Dieser kann jedoch durch geschicktes Layout minimiert werden [Raz01].

Ein weiterer Rauschmechanismus des integrierten Transistors ist das Flicker-Rauschen, das auch „1/f Rauschen“ genannt wird, weil es für hohe Frequenzen vernachlässig werden kann. Es ist abhängig von der Sauberkeit des Silizium-Dioxids SiO_2 und entsteht an der Grenze des Oxids zum Siliziumsubstrat durch Einfangen und Freigeben von Elektronen durch die unvollständigen Bindungen. Hierdurch kann auch die Frequenzabhängigkeit erklärt werden, da das Einfangen bei Signalen höherer Frequenz verständlicher Weise seltener passiert. Es ist stark abhängig von der Halbleiter-Technologie und wird als Spannungsquelle in Reihe mit dem Gate modelliert. Das mittlere Quadrat der Rauschspannung kann beim Flicker-Rauschen mit

$$\overline{U_{r,f}^2} = \frac{K}{C_{OX} \cdot W \cdot L} \cdot \frac{1}{f} \cdot \Delta f$$

approximiert werden, wobei die Prozesskonstante K circa $10^{-25} V^2 F$ beträgt, mit f die Trägerfrequenz und mit Δf die Bandbreite des Signals bezeichnet ist [Raz01].

Der Punkt, an dem Flicker-Rauschen und thermisches Rauschen gleich sind, wird auch "1/f-Noise Corner" und mit f_c bezeichnet und liegt für Submicron Transistoren etwa zwischen 500 kHz und 1 MHz. Er lässt sich berechnen durch [Raz01]:

$$4kT \cdot (\frac{2}{3} g_m) = \frac{K}{C_{OX} \cdot W \cdot L} \cdot \frac{1}{f_c} \cdot g_m^2$$

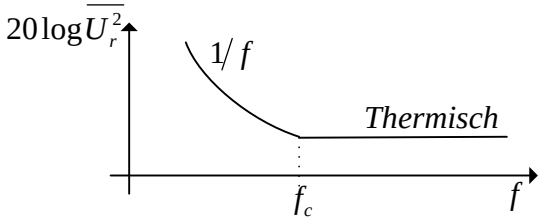


Abbildung 57: Übergang von Flicker-Rauschen und thermischem Rauschen im Frequenzbereich

Das Ausgangsrauschen einer Schaltung ist immer von der Verstärkung der Schaltung abhängig und deswegen ein schlechtes Maß um verschiedene Schaltungen zu vergleichen. Zu diesem Zweck wird das Rauschen immer auf den Eingang bezogen ('Input-referred Noise') und aus

dem Quadrat der Ausgangsrauschspannung bei kurzgeschlossenen Eingängen und einer Division durch das Quadrat der Verstärkung berechnet. Dabei handelt es sich um eine fiktive Quantität, die nicht gemessen werden kann.

Für die Source-Schaltung ergibt sich für das auf den Eingang referenzierte Rauschen, welches sich aus dem thermischen Rauschen des Widerstands und des Transistors und dem Flicker-Rauschen des Transistors zusammensetzt [Raz01]:

$$\overline{U_{r,e}^2} = \frac{\overline{U_{r,a}^2}}{A_V^2} = (4kT\frac{2}{3}g_m + \frac{K}{C_{OX}WL}\cdot\frac{1}{f}\cdot g_m^2 + \frac{4kT}{R_D})\cdot R_D^2\cdot\frac{1}{g_m^2\cdot R_D^2}$$

$$\overline{U_{r,e}^2} = 4kT\cdot(\frac{2}{3g_m} + \frac{1}{g_m^2 R_D}) + \frac{K}{C_{OX}WL}\cdot\frac{1}{f}$$

Hierbei wurde der Einfachheit halber wie oft in der Literatur eine Bandbreite Δf von 1 Hz angenommen [Raz01].

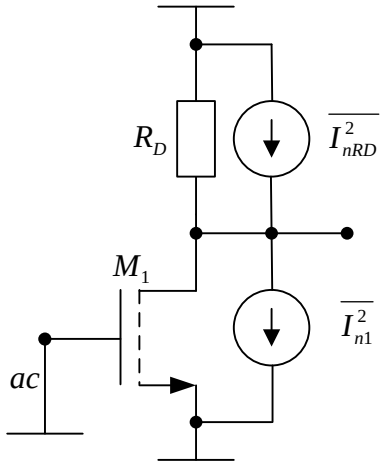


Abbildung 58: Rauschquellen der Source-Schaltung

Das Rauschen kann dadurch minimiert werden, dass die Transkonduktanz eines Transistors vergrößert wird, wenn an seinem Gate eine Spannung verstärkt wird. Arbeitet ein Transistor als Stromquelle, so sollte seine Transkonduktanz verkleinert werden, um das Rauschen zu verringern. Die Lastwiderstände sollten immer vergrößert werden, da das Rauschen der Widerstände zwar proportional zur Wurzel aus dem Widerstand, die Verstärkung jedoch proportional zum

Widerstand ist. Da sich das Rauschen aus der Ausgangsspannung durch Division mit der Verstärkung ergibt, kann so das Rauschen minimiert werden.

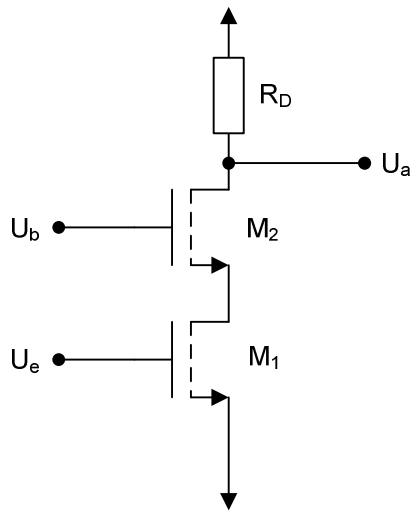


Abbildung 59: Kaskodeschaltung

Für die Kaskodeschaltung kann das Rauschen wie bei der Source-Schaltung berechnet werden [Raz01][LS94]:

$$\overline{U_{r,e}^2}\Big|_{M1,Rd} = 4kT \cdot \left(\frac{2}{3g_{m1}} + \frac{1}{g_{m1}^2 R_D} \right)$$

Dabei wurde jedoch das Flicker-Rauschen von M_1 auf Grund der hohen Frequenzen von Kommunikationsstandards ignoriert. Der Transistor M_2 arbeitet wenn R_D klein ist als Source-Folger, die Rauschspannung an seinem Gate erscheint ungedämpft am Source-Anschluss und beeinflusst den Strom durch M_2 nicht. Dieser Strom wird nur durch die Kaskodespannung U_b und die Eingangspannung U_e beeinflusst. Dies gilt allerdings nur für kleine Werte von R_D. Der Kaskodetransistor erhöht also das Rauschen nicht, was ein großer Vorteil der Kaskodeschaltung ist [Raz01][LS94].

Mit $g_m = \sqrt{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot I_D}$ ergibt sich:

$$\overline{U_{r,e}^2}\Big|_{M1,Rd} = 4kT \cdot \left(\frac{2}{3\sqrt{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot I_{D1}}} + \frac{1}{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot I_{D1} \cdot R_D} \right)$$

und mit $I_{D2} = I_{D1} = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_2}{L_2} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S)^2$

$$\overline{U_{r,e}^2}\Big|_{M1,Rd} = 4kT \cdot \left(\frac{2}{3\sqrt{2 \cdot \mu_n^2 \cdot C_{OX}^2 \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{W_2}{L_2} (U_b - U_{DS1} - U_S)^2}} + \frac{1}{2 \cdot \mu_n^2 \cdot C_{OX}^2 \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{W_2}{L_2} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S)^2 \cdot R_D} \right)$$

$$\overline{U_{r,e}^2}\Big|_{M1,Rd} = 4kT \cdot \left(\frac{2}{3 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S) \sqrt{2 \frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{W_2}{L_2}}} + \frac{1}{2 \cdot \mu_n^2 \cdot C_{OX}^2 \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{W_2}{L_2} \cdot (U_b - U_{DS1} - U_S)^2 \cdot R_D} \right)$$

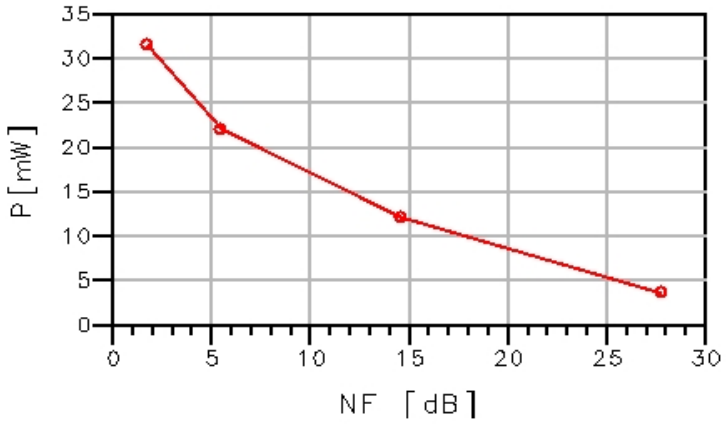


Abbildung 60: Versorgungsleistung P des Kaskodeverstärkers als Funktion der Rauschzahl NF

In Abbildung 60 ist die Verlustleistung als Funktion der Rauschzahl simuliert. Durch die Erniedrigung der Vorspannung U_b wird der Strom durch den Transistor M_1 reduziert, hierdurch

reduziert sich ebenfalls seine Transkonduktanz g_{m1} bzw. seine Verstärkung und damit die des Kaskodeverstärkers. Entsprechend der vorhergehenden Analyse erhöht sich somit das Rauschen und damit die Rauschzahl NF. Da sich mit Erniedrigung der Vorspannung und damit der Verstärkung auch der Versorgungsstrom reduziert (siehe Abbildung 53), ruft die damit verbundene Erhöhung des Rauschens eine Reduzierung der Verlustleistung hervor.

3.3.1.2 Beeinflussung der Versorgungsspannung

Die Verstärkung und der Stromverbrauch der Kaskodeschaltung kann neben der Vorspannung am Kaskodetransistor M_2 auch über die Versorgungsspannung beeinflusst werden. Zu berücksichtigen ist dabei, dass mit der Reduzierung der Versorgungsspannung U_{dd} über die Beziehung

$$I_d = \frac{U_{dd} - U_a}{R}$$

auch der Drain-Strom I_d reduziert wird. Aus der Verstärkung der Kaskodeschaltung

$$A = -g_m \cdot R_D$$

und der Beziehung für die Transkonduktanz

$$g_m = \sqrt{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot I_D}$$

erhält man

$$A = -\sqrt{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot R \cdot \left(U_{dd} - U_a\right)}$$

Ebenso zeigt die vorher abgeleitete Beziehung für das Rauschverhalten

$$\overline{U_{r,e}^2}\Big|_{M1,Rd} = 4kT \cdot \left(\frac{2}{3\sqrt{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot I_{D1}}} + \frac{1}{2 \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot I_{D1} \cdot R_D} \right)$$

dass bei Reduzierung des Drain-Stroms über die Versorgungsspannung eine Zunahme der Rauschspannung erfolgt.

Da die effiziente Erzeugung einer steuerbaren Versorgungsspannung wie bereits in Kapitel 3.3.1 erläutert, technisch aufwendig und verleistungsintensiv zu realisieren ist, stellt auch ein über die Versorgungsspannung steuerbarer Verstärker meist keine leistungsoptimale Komponente dar (vgl. Kapitel 3.3.1). Daher soll diese Variante hier nicht weiter verfolgt oder analysiert werden. Einfacher zu realisieren ist eine leistungslose Beeinflussung des Verstärkers über die Vorspannung des Kaskodetransistors.

3.3.1.3 Verstärker mit Anpassung

Um ein Optimum an Leistung zwischen einer elektrischen Quelle und einer Last zu übertragen und die bei hochfrequenten Signalen auftretenden Reflexionen gering zu halten, müssen der Innenwiderstand der Quelle und der Eingangswiderstand der Last bei der Arbeitsfrequenz gleich sein. Man spricht hier von Anpassung und hat aus Kompatibilitätsgründen in der Hochfrequenztechnik den einheitlichen Anpassungswiderstand von 50 Ohm eingeführt. Daher muss auch der Eingangs- und Ausgangswiderstand von rauscharmen Eingangsverstärkern in Empfängerschaltungen diesen Wert aufweisen. Es werden dafür meist passive Anpassschaltungen in Form von LC-Netzwerken verwendet. Widerstände sind dabei zu vermeiden, da diese zusätzliches Rauschen und eine Signaldämpfung erzeugen und damit den Signal-Rauschabstand verkleinern.

Die Rauschzahl des rauscharmen Eingangsverstärkers hat in Empfängerschaltungen den größten Einfluss auf die Gesamtrauschzahl (vgl. 2.2.2). Daher ist die wichtigste Anforderung dieser Systemkomponente eine niedrige Rauschzahl und erst in zweiter Linie eine hohe Verstärkung. Man verwendet daher bei der Anpassung des LNAs im Gegensatz zur so genannten Leistungsanpassung eine Rauschanpassung, bei der die Rauschzahl minimal wird [Pie04][Max04].

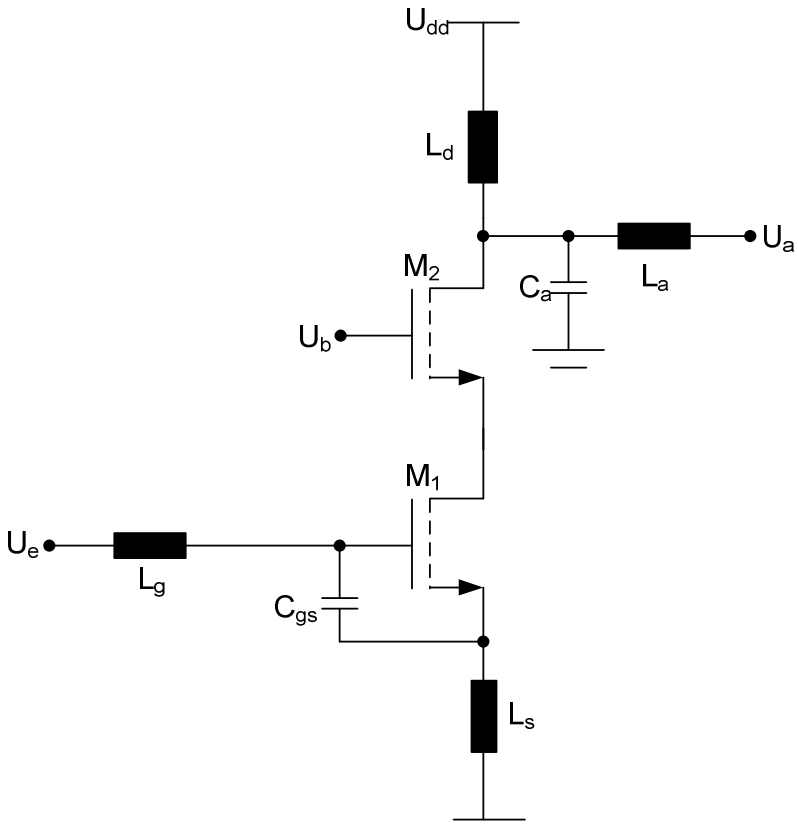


Abbildung 61: Kaskodeverstärker mit L-Degeneration und induktiver Last

Abbildung 61 zeigt den so genannten Kaskodeverstärker mit L-Degeneration. Mit Hilfe der beiden Induktivitäten L_g und L_s und des unter Umständen nötigen Kondensators C_{gs} wird die Eingangsanpassung an 50 Ohm erreicht. Um einen reellen Eingangswiderstand zu erzeugen, müssen die Reaktanzen L und C so gewählt werden, dass bei einer bestimmten Frequenz ein Resonanzverhalten und somit ein Kurzschluss vorliegt. Ist die parasitäre Kapazität des Transistors M_1 nicht ausreichend für diese Bedingung, muss parallel dazu die Kapazität C_{gs} geschaltet werden. Als Resonanzfrequenz wählt man die gewünschte Eingangsfrequenz des Verstärkers. Dadurch erhält der Verstärker ein Resonanzverhalten und realisiert so eine gewisse Frequenzselektivität in Form eines Bandpasses, das Störsignale außerhalb des gewünschten Bandes dämpft. Gleiches wird mit der Induktivität L_d als Last zusammen mit dem Ausgangsnetzwerk C_a und L_a erreicht.

Der Drain-Strom von M1 errechnet sich zu:

$$I_d = g_m \cdot U_{gs} = g_m \cdot \frac{1}{s \cdot C_{gs}} \cdot I_e$$

Eine Analyse der Eingangsimpedanz ergibt:

$$U_e = s \cdot L_g \cdot I_e + \frac{1}{s \cdot C_{gs}} \cdot I_e + s \cdot L_s \cdot I_e + s \cdot L_s \cdot g_m \cdot \frac{1}{s \cdot C_{gs}} \cdot I_e$$

Für die Eingangsimpedanz ergibt sich dann:

$$Z_e = s \cdot L_g + \frac{1}{s \cdot C_{gs}} + s \cdot L_s + g_m \cdot \frac{L_s}{C_{gs}}$$

Zuerst muss man unabhängig von der Anpassung das g_m entsprechend einer minimalen Rauschzahl wählen. Hier wird meist ein Kompromiss zwischen niedrigem Rauschen und niedrigen Leistungsbedarf zu finden sein. Um dann die Eingangsimpedanz auf 50 Ohm zu justieren, müssen sich deren komplexe Anteile gegeneinander aufheben, das bedeutet:

$$\left| \frac{1}{s_R \cdot C_{GS}} \right| = \left| s_R \cdot (L_g + L_s) \right| \text{ wobei } s_R = j \cdot \omega_R = \frac{j}{\sqrt{(L_g + L_s) \cdot C_{gs}}}$$

Hierbei bezeichnet s_R die Empfangssignalkreisfrequenz und damit die Resonanzfrequenz der Schaltung. Über

$$g_m \cdot \frac{L_s}{C_{gs}} = 50 \ Ohm$$

wird dann die Anpassung an 50 Ohm eingestellt. Die folgenden Abbildungen zeigen Verstärkung und Leistungsverbrauch in Abhängigkeit der Vorspannung U_b des entworfenen Verstärkers.

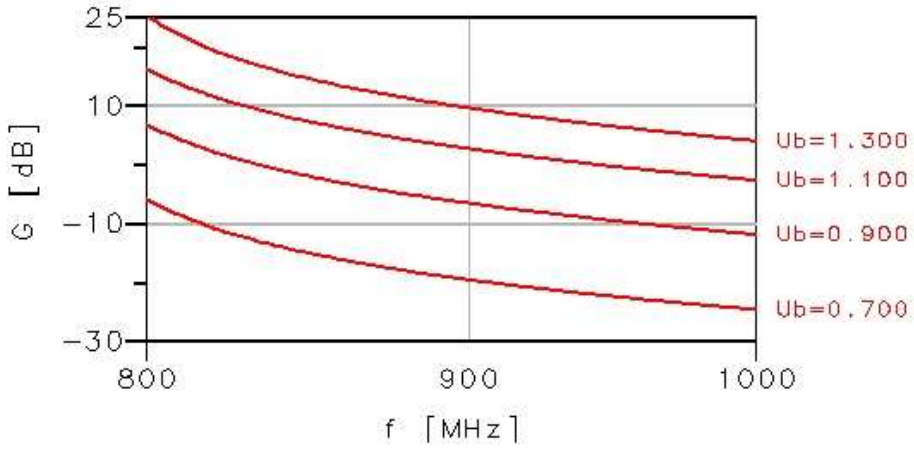


Abbildung 62: Frequenzgang des Kaskodeverstärkers mit L-Degeneration bei unterschiedlichen Werten der Vorspannung U_b (in Volt)

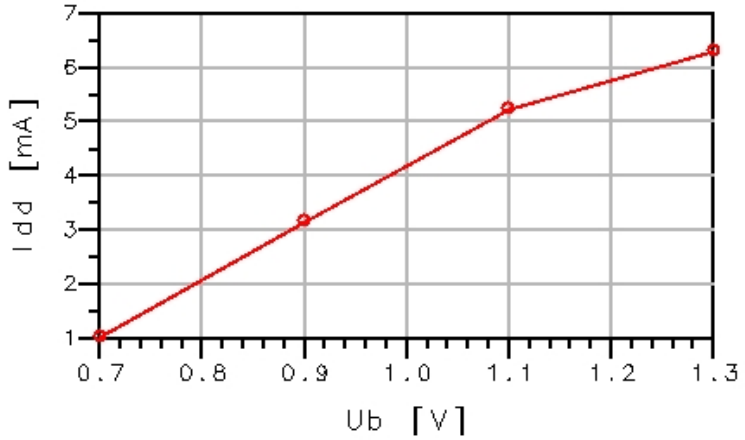


Abbildung 63: Stromverbrauch des Kaskodeverstärkers mit L-Degeneration als Funktion der Vorspannung U_b

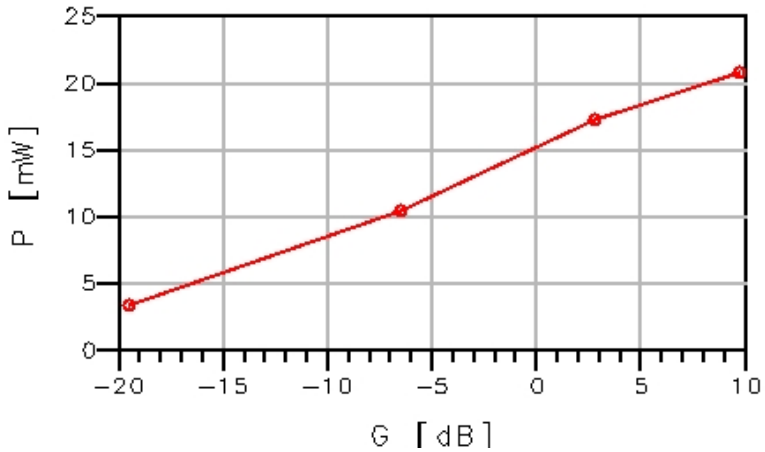


Abbildung 64: Versorgungsleistung des Kaskodeverstärkers mit L-Degeneration als Funktion der Verstärkung G

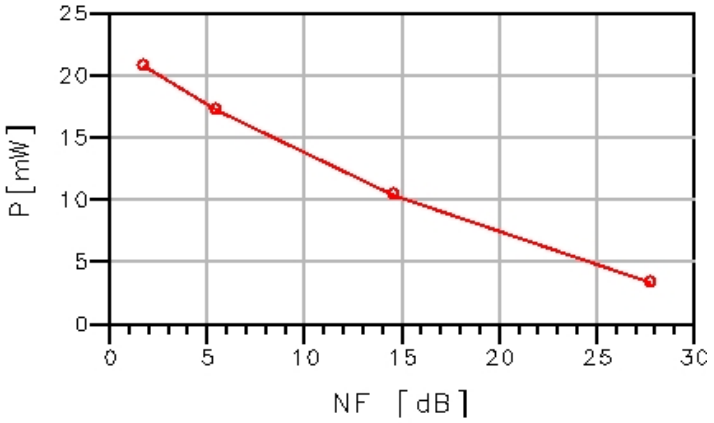


Abbildung 65: Versorgungsleistung des Kaskodeverstärkers mit L-Degeneration als Funktion der Rauschzahl NF

Da hier der Kaskodeverstärker als rauscharmer Eingangsverstärker eingesetzt werden soll, wird bei der Anpassung größerer Wert auf eine niedrige Rauschzahl im gewünschten Frequenzbereich gelegt. Das führt dazu, dass das Resonanzmaximum und damit die maximale Verstärkung neben dem Eingangssignalfrequenzbereich liegen. Exakt auf diesem Bereich befindet sich dagegen das Minimum der Rauschzahl.

Verglichen mit dem Verstärker aus Kapitel 3.3.1.1 wird hier eine niedrigere Verstärkung, jedoch eine niedrigere Rauschzahl bei etwas geringerer Leistung realisiert. Dies ist ebenso auf die zusätzliche Rauschanpassung zurückzuführen.

3.3.2 Simulation der Regelschleife mit Verstärker

Nun wird der regelbare Kaskodeverstärker aus Kapitel 3.3.1.3 mit einer Regelschleife abhängig von seinem Ausgangssignal geregelt. Die Regelschleife entspricht dem Systemkonzept aus Kapitel 3.2.1 und wurde auch im Demonstrator dieser Arbeit verwendet. Die Verwendung einer sehr einfachen Kaskode- bzw- LNA-Schaltung führt hier zu allgemein gültigen Ergebnissen, die keine spezielle Schaltungsarchitektur voraus setzen.

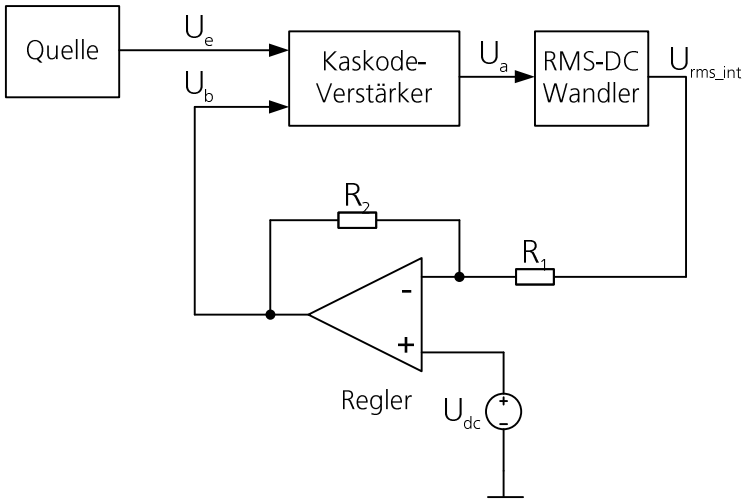


Abbildung 66: Blockschaltbild des Simulationsmodells

Zum Test der Regelung durch Simulation wird ein Wechselspannungssignal mit rampenförmiger Einhüllenden als Testsignal verwendet, welches innerhalb von 120 µsec von einem Wert von -80 dBm (22 µV an 50 Ohm) bis auf -67 dBm (100 µV an 50 Ohm) ansteigt und dann konstant bleibt (vgl. Abbildung 67). In Kapitel 2.4.1 wird deutlich, dass bei den meisten Kommunikationsstandards bei maximalem Abstand, also am Rand einer typischen Empfangszelle, und bei optimalen Bedingungen wie LOS-Verbindung eine Empfangsleistung von mindestens -80 dBm zu erwarten ist. Daher wurde für das minimale Testsignal -80 dBm gewählt. Das Testsignal steigt deutlich schneller an als die im ersten Teil der Arbeit ermittelten Anstiegszeiten von real vorkommenden Funksignalen auf Grund von Abschattung und Mehrwegeempfang. Der Grund für die Wahl einer solchen schnelleren Anstiegszeit liegt in der damit verbundenen kürzeren Simulationszeit und des geringeren Speicherbedarfs der Simulation. Die Anforderung an die Dynamik des Reglers ist bei langsameren Anstiegszeiten wie sie in der Realität auftreten deutlich niedriger und so sind die hier verwendeten Reglerdimensionierungen für reale Signale in jedem Fall ausreichend. Das maximale Testsignal von -67 dBm wurde gewählt, um den gesamten Regelbereich des Verstärkers abzudecken.

Am Ausgang des Kaskodeverstärkers erscheint ein Signal, bei dem der Leistungsanstieg durch die Regelung des Verstärkers größtenteils ausgeregelt ist. Diese Regelung ist so eingestellt, dass die Verlustleistung des Verstärkers bei maximalem Eingangssignal möglichst nahe null ist und damit die Einsparung maximal. In diesem Fall führt der Verstärker eine Dämpfung des Signals aus, was bei der Untersuchung des Verstärkers (siehe 3.3.1.3) ersichtlich wurde aus. Das Ausgangssignal des Verstärkers ist so stark wie bei minimalem Eingangssignal und maximaler

Verstärkung. So ergibt sich durch die Regelung trotz des Signalstärkeanstiegs nach dem LNA keine Veränderung des Signalpegels. Im nächsten Kapitel wird dann mit einer Pegelplan-Analyse zusätzlich gezeigt, dass trotz der Signaldämpfung der Ausgangspegel des Verstärkers ausreichend ist, um am Ende der Empfänger-Kette ein ausreichendes SNR für den ADC bereit zu stellen.

Gemessen wird in den Simulationen neben dem Leistungspegel des Eingangssignals der Versorgungsstrom des LNAs. Zur Verdeutlichung der Wirkung der Regelung wird noch der Strom des LNAs über dem RMS-Werte des Eingangssignals aufgetragen und so ein direkter Bezug zwischen Empfangssignalstärke und Verlustleistung hergestellt.

Auf Grund der geschlossenen Regelschleife, die bei ansteigender Eingangssignalleistung die Verstärkung des LNAs und damit seinen Versorgungsstrom reduziert, ergibt sich ein gegenläufiges Verhalten der Größen Eingangssignalleistung und Versorgungsstrom. So kann durch eine eingangssignalabhängige Beeinflussung der Verstärkung der Versorgungsstrom reduziert werden.

Für die Vorspannung U_b des LNAs gilt

$$U_b = U_{dc} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}) - U_{rms\_\mathrm{int}} \cdot (\frac{R_2}{R_1})$$

Entsprechend der Regelungstechniktheorie stellt U_{rms_int} die Meßgröße, U_{dc} die Führungsgröße und U_b die Stellgröße dar. Da die Verstärkung A der Kaskodestufe abhängig von der Vorspannung U_b ist (vgl. 3.3)

$$A = f(U_b),$$

ergibt sich für das Verhältnis der Amplitude der Eingangsspannung $\hat{U}_e$ zur Amplitude der Ausgangsspannung $\hat{U}_a$ des Kaskodeverstärkers

$$\hat{U}_a = \hat{U}_e \cdot f(U_b)$$

Nimmt man in einem gewissen Werteintervall [m, n] (mit $m, n \in R^+$) der Vorspannung U_b einen linearen Zusammenhang zwischen ihr und der Verstärkung mit a als Proportionalitätsfaktor an, so lässt sich

$$A = a \cdot U_b ,$$

schreiben und man erhält:

$$\hat{U}_a = a \cdot \hat{U}_e \cdot U_b$$

Mit der Gleichung für den Regler erhält man:

$$\hat{U}_a = a \cdot \hat{U}_e \cdot \left[U_{dc} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_{rms\_\mathrm{int}} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \right]$$

Die Regelgröße der hier entwickelten und untersuchten betriebsabhängigen Steuerung stellt die Empfangsleistung dar. Die für deren Messung eingesetzten RMS-DC-Wandler bestimmen den RMS-Wert der Signalspannung als Maß für die Leistung.

Aus dem Diagramm wird deutlich, dass sich der Stromverbrauch auf Grund des ansteigenden Eingangssignals von 6,5 mA auf 0,5 mA reduziert, sich also für das gewählte Beispiel eine Leistungsreduzierung von 19,8 mW ergibt. In Beziehung zur simulierten Einsparung muss jedoch immer die zusätzliche Verlustleistung für die Komponenten RMS-DC Wandler und Operationsverstärker zur Realisierung der Regelschleife gesetzt werden. Diese konnte aus Komplexitätsgründen hier nicht mit simuliert werden, jedoch kann dieser Betrag der Verlustleistung aus dem Demonstrator dieser Arbeit gewonnen werden und beläuft sich auf etwa 1,7 mA bei 3,3 V, also 5,6 mW.

Entsprechend den Vorüberlegungen aus Kapitel 3.1 ist die Reaktionszeit der Verstärkerreglung im Vergleich zur Änderungsgeschwindigkeit der Signale nicht kritisch. Um die Simulationszeit zu reduzieren, wurden wesentlich schnellere Signaländerungen in der Simulation verwendet als sie in Wirklichkeit vorkommen. Die Dynamik des Reglers auf Grund der Nichtidealitäten des OPVs reicht trotzdem aus, den Kaskodeverstärker zu steuern und Schwingungen zu

vermeiden. Daher ist für die Untersuchung des Einsparpotentials die Reglerdynamik unerheblich und es wurde in den Simulationen nur ein P-Regler aus einem realen OPV-Modell verwendet, der eine geringe Zeitverzögerung auf Grund der Nichtidealitäten wie Eingangs- und Ausgangskapazität aufweist.

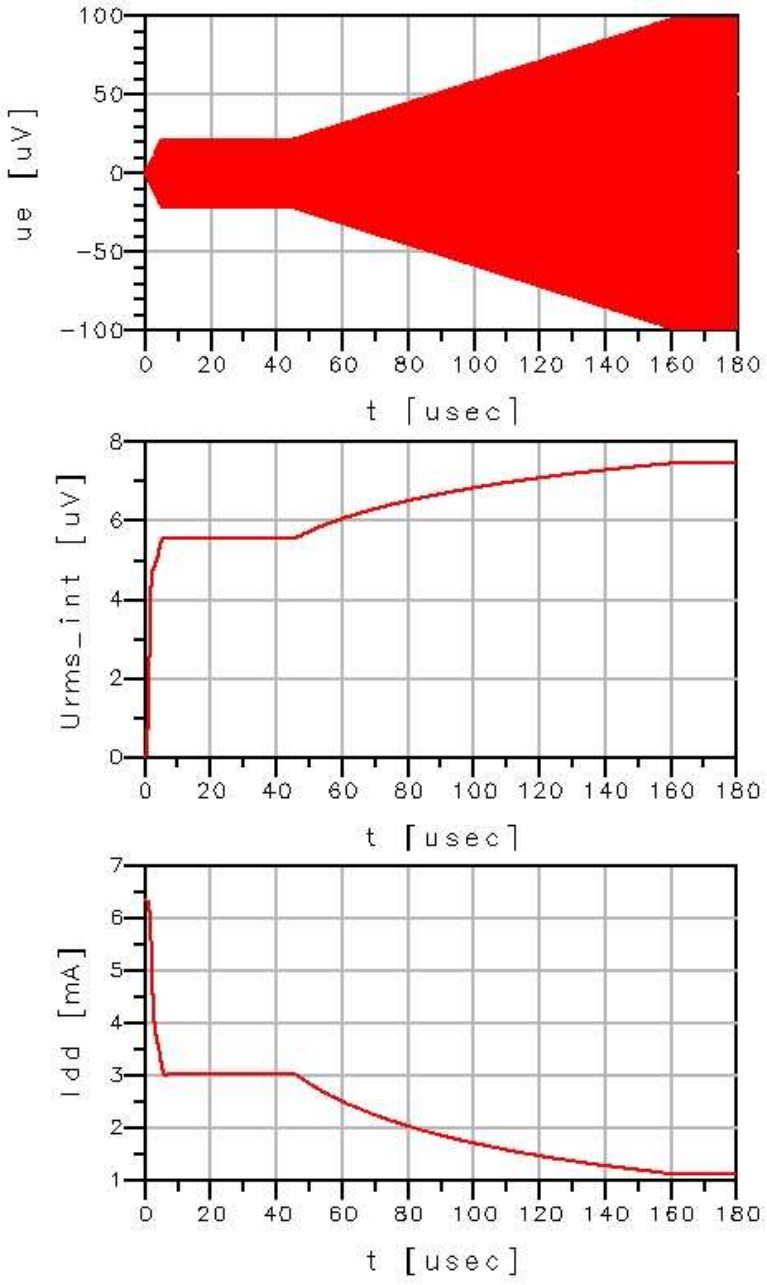


Abbildung 67: Simulationsergebnisse des geregelten Kaskodeverstärkers (Wechselspannungsanteil des Eingangssignals, RMS-Wert des Ausgangssignals, Versorgungsstrom über der Zeit [von oben nach unten])

In Abbildung 68 ist der Versorgungsstrom des Verstärkers in Abhängigkeit vom RMS-Wert des Eingangssignals angegeben. Dieses Ergebnis wurde in einer Simulation mit einer Ram-

pe von 1,8 µV (-102 dBm, 50 Ohm) bis 100 µV (-67 dBm, 50 Ohm) innerhalb einer Zeit von 180 µsec als Eingangssignal erzeugt. Der Wert -102 dBm entspricht dabei der maximalen Empfindlichkeitsgrenze typischer Kommunikationsstandards (vgl. Tabelle 15) und mit -67 dBm wird sichergestellt, dass der gesamte Regelbereich des Verstärkers abgedeckt ist.

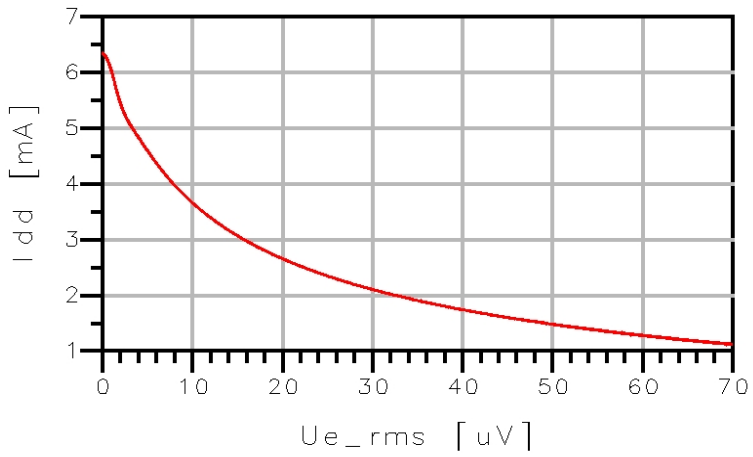


Abbildung 68: Versorgungsstrom I_{dd} über dem Eingangspegel U_{e_rms} des geregelten Kaskodeverstärkers

3.3.3 Zusammenfassung

Mit Hilfe einer Regelschleife konnte ein Kaskode-LNA so beeinflusst werden, dass dieser bei einem bestimmten maximalen Eingangsleistungspegel seine Verstärkung und seine Verlustleistung bis auf ein Minimum reduziert. Bei minimalem Eingangspegel dagegen realisiert er eine maximale Verstärkung und damit auch einen maximalen Stromverbrauch. Die Leistungsgrenzen liegen bei den gewählten Bauteilparametern zwischen 6,5 und 0,5 mA bei 3,3 V.

3.4 Modellierung und Simulation in der Empfängerkette

Um die Funktionsfähigkeit des regelbaren Kaskodeverstärkers innerhalb der gesamten analogen Empfängerschaltung zu untersuchen, muss diese modelliert und simuliert werden. Dabei werden die Parameter des Verstärkers variiert und die Systemeigenschaften der kompletten Empfängerkette beobachtet. Dies erfolgt mit Hilfe einer so genannten Pegelplan-Analyse ('Budget Analysis'), welche als wichtiges Werkzeug zur Dimensionierung und Entwicklung von beliebigen Sendeempfängern unabdingbar ist. Es werden dabei die interessierenden Parameter Verstärkung, Rauschzahl und Intermodulationspunkt der Komponenten Filter, Verstärker und Mischer sowie die Gesamtsystemparameter an jedem Punkt der Schaltung tabellenförmig aufgelistet.

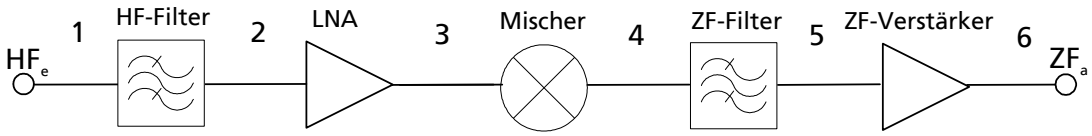


Abbildung 69: Simulierte Empfängerstruktur bei der Pegelplananalyse

Stufe	Komponente	G [dB]	NF [dB]	IP3a [dBm]	SNRmax [dB]	Gtot-max [dB]	NFtot-min [dB]	IP3e tot-min [dBm]	Pa-max [dBm]
1	Eingang				19,0				-102,0
2	HF-Filter	-1,0	1,0	-	18,0	-1,0	1,00	101,0	-103,0
3	LNA	10,0	2,0	0,0	16,0	9,0	3,00	-9,0	-93,0
4	Mischer	10,0	5,0	20,0	15,4	19,0	3,56	-9,4	-83,0
5	ZF-Filter	-5,0	5,0	-	15,4	14,0	3,61	-9,4	-88,0
6	ZF-Verstärker	50,0	5,0	30,0	15,2	64,0	3,77	-34,0	-38,0

Tabelle 14: Pegelplan des Empfängers bei maximaler Verstärkung und minimaler Rauschzahl des LNAs

Im Pegelplan (vgl.Tabelle 14) findet sich pro Spalte der Wert eines Parameters. In der ersten und zweiten Spalte sind die laufende Nummer und die Bezeichnung der Komponente eingetragen. In der dritten bis fünften Spalte sind die Verstärkung G, die Rauschzahl NF und der Intermodulationspunkt $IP3_a$ der einzelnen Blöcke angegeben. Bei passiven Elementen wie Filtern ist die Verstärkung gleich der Rauschzahl jedoch mit negativem Vorzeichen, was dann einer Dämpfung entspricht. Weiterhin ist die Linearität dieser passiven Komponenten nicht mit berücksichtigt, da sie im Vergleich zu den anderen Komponenten deutlich besser ist und so keinen

Einfluss auf die Gesamtlinearität des Empfängerzugs hat. In den darauf folgenden Spalten sind die Gesamtsystemparameter Signal-Rauschleistungsverhältnis SNR_{max}, Verstärkung $G_{tot\text{-}max}$, Rauschzahl $NF_{tot\text{-}min}$, Intermodulationspunkt $IP3_{e\ tot\text{-}min}$ und Ausgangsleistung $P_{a\text{-}max}$ angegeben. Jede Zeile gibt diesen Systemparameter an einem anderen Punkt des Empfängers an und zwar immer nach der jeweiligen Komponente. Die Rauschzahl als Verhältnis wird hierbei auf den Eingang des Empfängers bezogen. Der Zusatz "max" bzw. "min" wird verwendet, da der jeweilige Wert in mit maximaler Verstärkung und minimaler Rauschzahl des LNAs also mit maximaler Performance und damit maximaler Verlustleistung erreicht wurde. Das führt daher auch zu maximaler Verstärkung des LNAs und maximalem SNR und minimaler Rauschzahl und minimalem IP3 der gesamten Empfängerkette.

Kriterium zur Sicherstellung der Funktionsfähigkeit des Empfängers ist das Signalrauschleistungsverhältnis am Ende der Empfängerkette, also nach dem ZF-Verstärker. Durch dieses Verhältnis kann verifiziert werden, ob der nachfolgende Analog-Digital-Wandler (ADC) ein Signal mit ausreichender Qualität erhält, um die Information in Form der Modulation wiedergewinnen zu können. So muss bei GSM mindestens ein SNR von 9 dB erreicht werden, wobei die maximale Empfindlichkeit am Eingang -102 dBm betragen muss und das Eingangsrauschen in der Kanalbandbreite von GSM eine Leistung von -120,8 dBm aufweist. Daraus ergibt sich eine Gesamtrauschzahl vom Eingang des Empfängers bis zum Eingang des ADCs bzw. Ausgang des ZF-Verstärkers von 9,8 dB. Liegt das empfangene Signal über der maximalen Empfindlichkeit, reduziert sich die Anforderung an die Gesamtrauschzahl, um das minimale SNR von 9 dB am ADC zu erreichen. In Tabelle 15 sind diese Parameter für GSM und andere Kommunikationsstandards aufgelistet. GSM soll hier als Beispiel für einen typischen Kommunikationsstandard verwendet werden [RWOG98].

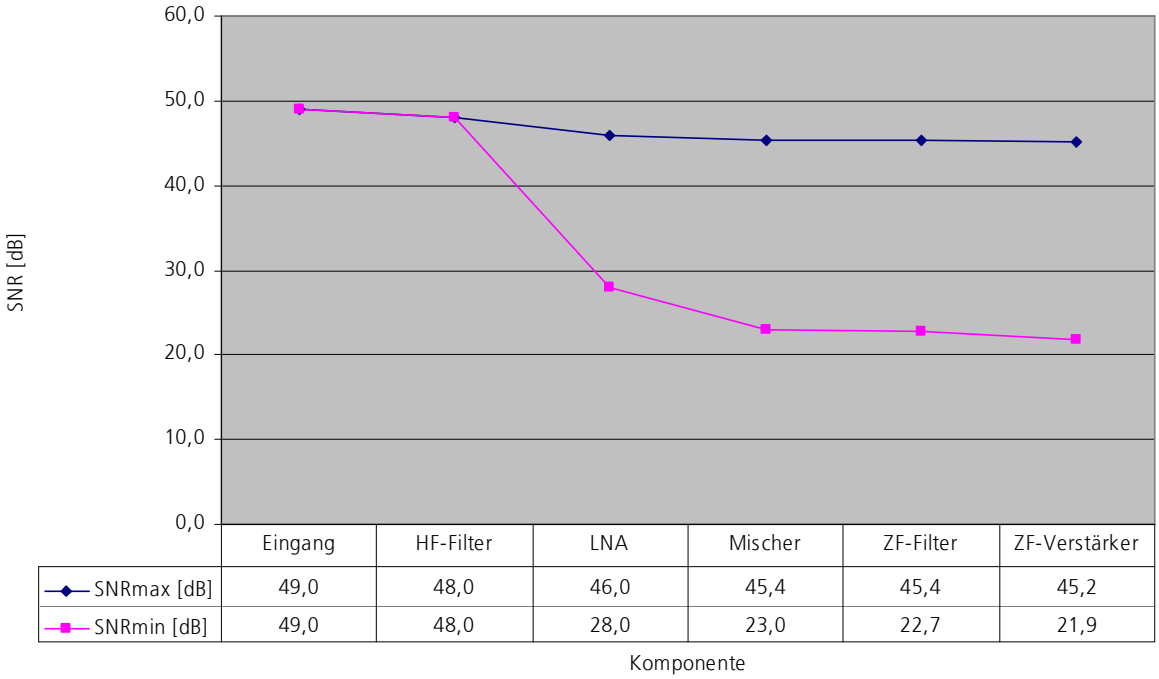
Standard	**Empfindlichkeit (dBm)**	**Eingangsrauschen (dBm)**	**SNR Eingang (dB)**	**SNR Ausgang (dB)**	**NF (dB)**
GSM	-102	-120,8	18,8	9	9,8
E-GSM	-102	-120,8	18,8	9	9,8
DCS 1800	-100	-120,8	20,8	9	11,8
PCS 1900	-102	-112,3	18,8	9	9,8
DECT	-83	-110,9	29,3	10,3	19,0

Tabelle 15: Empfindlichkeit und Signalpegel einiger Mobilfunkstandards [RWOG98]

In den folgenden Simulationen wird nun das Empfängerverhalten bei Veränderung der Verstärkung und der Rauschzahl und damit der Verlustleistung des Eingangsverstärkers über-

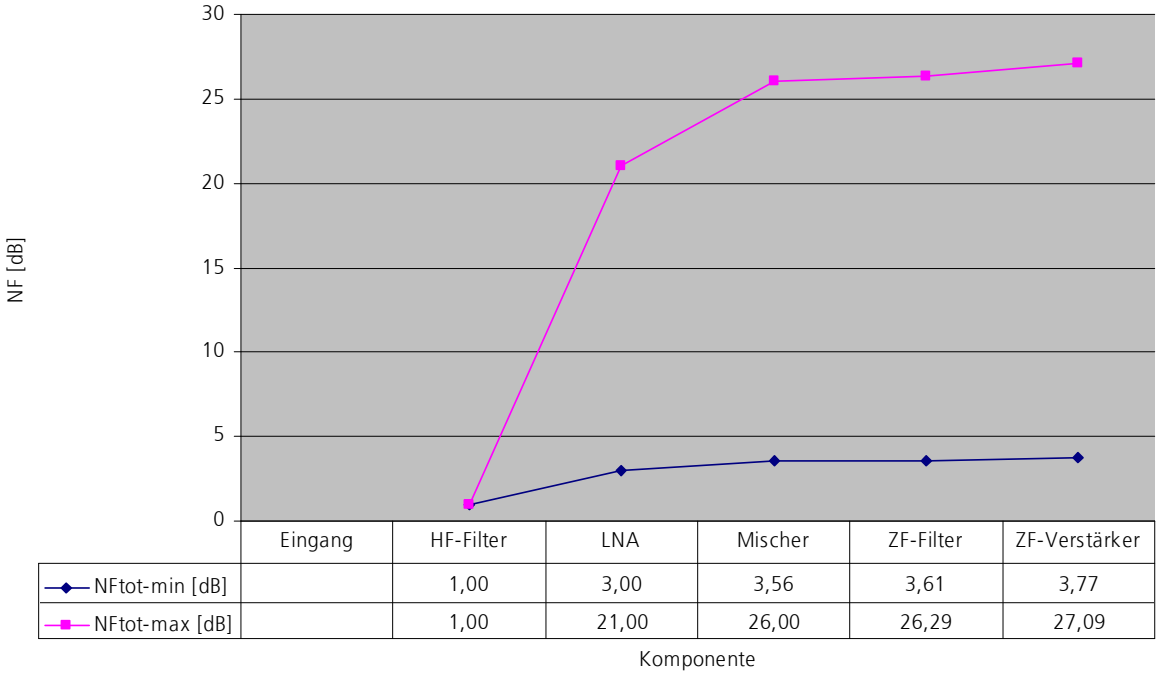
prüft. Da bei Reduzierung der Verlustleistung wie in Kapitel 3.3 festgestellt die Verstärkung abnimmt und gleichzeitig die Rauschzahl zunimmt, wird der Minimalwert der Verstärkung und der Maximalwert der Rauschzahl, wie sie bei minimaler Verlustleistung des LNAs auftreten, in der Simulation verwendet. Konkret wurden für die Verstärkung des Eingangsverstärkers -20 dB und für die Rauschzahl 28 dB verwendet und dabei die Gesamtsystemparameter am Ende des analogen Empfängers überprüft. Diese Werte für Verstärkung und Rauschzahl sind bei den in Kapitel 3.3 entworfenen und simulierten Verstärkern ermittelt worden. Für die Parameter der restlichen Funktionsblöcke wie Filter, Mischer und ZF-Verstärker wurden typische, dem Stand-der-Technik (vgl. Kapitel 6.5) entsprechende Werte gewählt. Wichtig war hier nun den geforderten Wert für das SNR am Ende der analogen Empfängerkette einzuhalten.

In Abbildung 70 ist das Signal-Rauschleistungsverhältnis und in Abbildung 71 die Rauschzahl entlang der Empfängerkette bei den Extremwerten von Verstärkung und Rauschzahl des LNAs aufgetragen. Die Rauschzahl am jeweiligen Punkt ergibt sich dabei immer als Quotient aus dem SNR am Eingang zu dem SNR am jeweiligen Punkt des Empfängers. SNR_{max} und $NF_{tot\text{-}min}$ wird bei maximaler Verstärkung und minimaler Rauschzahl des LNAs erzielt, SNR_{min} und $NF_{tot\text{-}max}$ dagegen bei minimaler Verstärkung und maximaler Rauschzahl. Die simulierte Empfangsleistung betrug hier -72 dBm. Dieser Wert ergibt sich aus dem Regelbereich des verwendeten Verstärkers von 30 dB (+10 bis -20 dB, vgl. Kapitel 3.3.1.3) und dem minimalem Eingangssignal von -102 dBm. Es wird deutlich, dass das SNR auch bei minimaler Verstärkung nicht unter 21,9 dB sinkt. Die höhere Gesamtrauschzahl des Empfängers wegen reduzierter Verstärkung und erhöhter Rauschzahl des LNAs (vgl. Tabelle 14 und Tabelle 16) kann auf Grund des über der maximalen Empfindlichkeit liegenden Eingangssignals von -72 dBm toleriert werden. Auf Grund des begrenzten Regelbereichs des LNAs und der Wahl der anderen Funktionsblöcke wird das SNR nicht bis zum Mindestwert von 9 dB reduziert. Die restlichen 12,9 dB an Signalverstärkung können beispielsweise in einer Realisierung mit steuerbarem Mischer bei dieser Komponente eingespart werden.



	Eingang	HF-Filter	LNA	Mischer	ZF-Filter	ZF-Verstärker
SNRmax [dB]	49,0	48,0	46,0	45,4	45,4	45,2
SNRmin [dB]	49,0	48,0	28,0	23,0	22,7	21,9

Abbildung 70: Signal-Rauschleistungsverhältnis SNR bei maximaler (G=10 dB, NF=2 dB) und minimaler Verstärkung (G=-20 dB, NF=28 dB) des LNAs an unterschiedlichen Stellen des Empfängers (Eingangssignal Pe=-72 dBm)



	Eingang	HF-Filter	LNA	Mischer	ZF-Filter	ZF-Verstärker
NFtot-min [dB]		1,00	3,00	3,56	3,61	3,77
NFtot-max [dB]		1,00	21,00	26,00	26,29	27,09

Abbildung 71: Rauschzahl NF bei maximaler (G=10 dB, NF=2 dB) und minimaler Verstärkung (G=-20 dB, NF=28 dB) des LNAs an unterschiedlichen Stellen des Empfängers (Eingangssignal Pe=-72 dBm)

Stufe	Komponente	G [dB]	NF [dB]	IP3a [dBm]	SNRmin [dB]	Gtot [dB]	NFtot-max [dB]	IP3e tot-max [dBm]	Pa-min [dBm]
1	Eingang				49,0				-72,0
2	HF-Filter	-1,0	1,0	-	48,0	-1,0	1,00	101,0	-73,0
3	LNA	-20,0	28,0	0,0	28,0	-21,0	21,00	21,0	-93,0
4	Mischer	10,0	5,0	20,0	23,0	-11,0	26,00	20,6	-83,0
5	ZF-Filter	-5,0	5,0	-	22,7	-16,0	26,29	20,6	-88,0
6	ZF-Verstärker	50,0	5,0	30,0	21,9	34,0	27,09	-4,0	-38,0

Tabelle 16: Pegelplan des Empfängers bei minimaler Verstärkung und maximaler Rauschzahl des LNAs

Mit Hilfe der Formel für den Intermodulationspunkt dritter Ordnung einer Empfängerkette IP3:

$$IIP3_{tot} = \frac{1}{\sqrt{1/(IIP3_1)^2 + A_1^2/(IIP3_2)^2 + (A_1 \cdot A_2)^2/(IIP3_3)^2 + ... + (A_1 \cdot ... \cdot A_{m-1})^2/(IIP3_m)^2}}$$

(Blöcke des Empfängers von Eingangs-Filter bis Demodulator aufsteigend nummeriert, IIP3: Eingangs-Intermodulationspunkt dritter Ordnung)

lässt sich erkennen, dass der IP3 der Blöcke am Anfang der Kette nur sehr geringen Einfluss auf die Linearität des Gesamtsystems hat. Weiterhin wird dabei ersichtlich, dass sich der IP3 der Empfängerkette durch Reduzierung der Verstärkung des LNAs, also am Anfang der Empfängerkette verbessert. Letztendlich hat die Simulation des IP3s des verwendeten Verstärkers keine signifikante Veränderung auf Grund der Reduzierung von Verstärkung und Verlustleistung ergeben. Man kann daher davon ausgehen, dass durch die Regelung der Verstärkung eine Verbesserung der Linearität des Gesamtsystems hervorgerufen wird. Simulationen haben dies bestätigt.

3.5 Berücksichtigung der Eigenschaften des Empfangssignals

In diesem Kapitel werden nun die Eigenschaften des Empfangssignals in der Bestimmung des Einsparpotentials durch betriebsabhängige Regelung des LNAs berücksichtigt. Mit Hilfe der stochastischen Modelle für die Signalleistung aus Kapitel 2.4.1 kann die wahrscheinlichste durchschnittliche Empfangsleistung berechnet werden. Daraus wird dann der Grad des Eingreifens der Verstärkungsregelung und der damit verbundenen Leistungsreduzierung bestimmt. Ein Vergleich mit dem Leistungsbedarf ohne Regelung liefert das Einsparpotential der Regelung.

Die Simulationen des geregelten Verstärkers in Kapitel 3.3 stellen einen Zusammenhang zwischen dem RMS-Wert des Eingangssignals U_{e_rms} und dem Stromverbrauch I_{dd} bzw. der Verlustleistung P des Verstärkers (vgl. Abbildung 68) her:

$$I_{dd} = f\left(U_{e\_rms}\right).$$

Die Bedingung dabei ist, dass der RMS-Wert des Ausgangssignals U_{a_rms} des Verstärkers konstant bleibt. Geht man von einem rayleigh-verteilten Eingangssignal aus, so lautet dessen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (PDF – Probability Density Function) p mit der Einheit 1/V

$$p\left(U_{e\_rms}\right) = \frac{U_{e\_rms}}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{{U_{e\_rms}}^2}{2\sigma^2}\right)$$

wobei hier σ den zeitlichen Mittelwert der Empfangsamplitude (Standardabweichung) und damit σ^2 die mittlere Empfangsleistung bezeichnet (Abbildung 72). Für die Verlustleistung des Verstärkers als Funktion des Eingangssignals U_{e_rms} erhält man mit Hilfe des Zusammenhangs zwischen dem Versorgungsstrom und dem Eingangssignal aus Kapitel 3.3 (vgl. Abbildung 68):

$$P(U_{e\_rms}) = I_{dd} \cdot U_{dd} = f(U_{e\_rms}) \cdot U_{dd}$$

Abbildung 73 zeigt die Verlustleistung als Funktion des Eingangssignals.

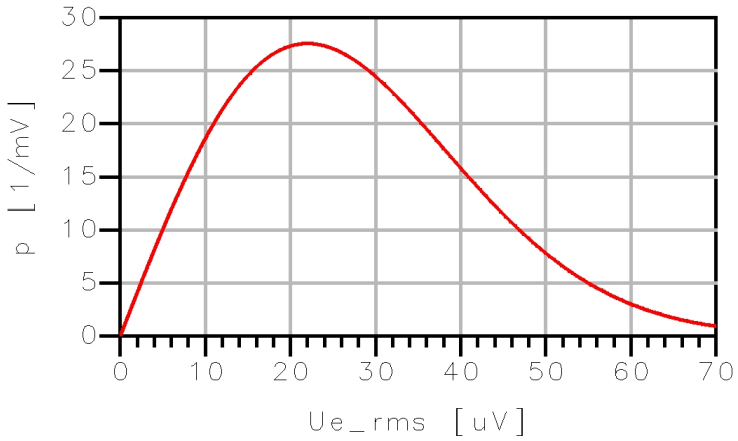


Abbildung 72: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion p des Eingangssignals U_{e_rms}

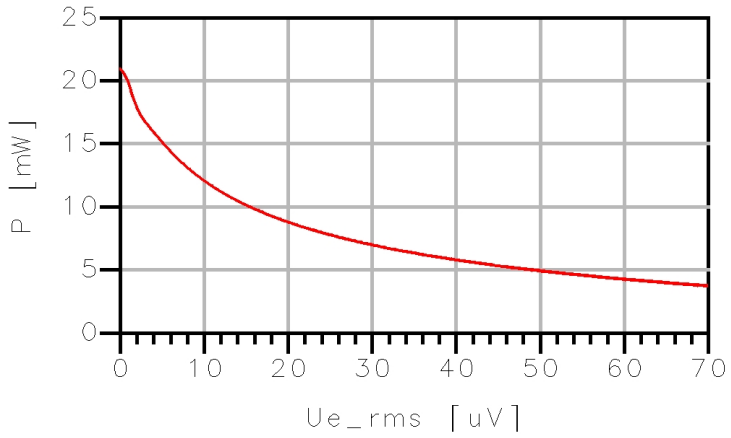


Abbildung 73: Verlustleistung P des Kaskodeverstärkers in Abhängigkeit des Eingangssignals U_{e_rms}

Zur Bestimmung des Einsparpotentials der hier untersuchten Regelung muss nun ein Zusammenhang zwischen der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Eingangssignals und der Verlustleistung des jeweiligen Eingangssignalwerts herstellt werden. Aus den obigen Zusammenhängen kann für jeden Eingangssignalwert U_{e_rms} die Wahrscheinlichkeit Pr bzw. die Wahrscheinlichkeitsdichte p und die Verlustleistung P ermittelt werden.

Die Fläche unter der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion mit den Grenzen a und b gibt an, wie hoch die Wahrscheinlichkeit Pr für einen Eingangssignalwert U_{e_rms} im Intervall a und b ist. Die Fläche unter dieser Funktion entspricht dabei dem Integral über diese Funktion mit den Integrationsgrenzen a und b. Auf Grund der Regelung treten nun anstatt der maximalen Verlustleistung P_{max} unterschiedliche, geringere Verlustleistungen P_i mit der Wahrscheinlichkeit Pr_i des dazugehörigen Eingangssignals bzw. des Eingangssignalintervalls auf. Durch Multiplikation der

auftretenden Verlustleistungen P_i mit der entsprechenden Wahrscheinlichkeit des dazugehörigen Eingangssignalwerts und Aufsummation erhält man die Gesamtverlustleistung mit Regelung. Die Multiplikation gleicht hier einer Gewichtung. Durch Differenzbildung mit der maximalen Verlustleistung P_{max} ohne Regelung ergibt sich die eingesparte Leistung P_s (absolutes Einsparpotential) auf Grund der Regelung:

$$P_s = P_{\max} - \sum_{i=0}^{\infty} P_i\left(U_{e\_rms}\right) \cdot \Pr_i\left(U_{e\_rms}\right) - P_R$$

Berücksichtigt wurde bei dieser Berechnung noch der zusätzliche Verlustleistungsaufwand für die Komponenten der Regelung, der vom Einsparpotential abgezogen werden muss und mit P_R bezeichnet wurde. Abbildung 74 zeigt das Produkt aus Verlustleistung und Wahrscheinlichkeitsdichte. Lässt man die Intervalle der möglichen Eingangssignale beliebig klein werden, entspricht die Summation einer Integration über dem Produkt aus Wahrscheinlichkeitsdichte und Verlustleistung

$$P_s = P_{\max} - \int_{U_{e\_rms,\min}}^{U_{e\_rms,\max}} P\left(U_{e\_rms}\right) \cdot p\left(U_{e\_rms}\right) dU_{e\_rms} - P_R$$

Aus der Simulation erhält man für die maximale Verlustleistung P_{max} des Kaskodeverstärkers bei minimalem Eingangssignal 21 mW, für die minimale Verlustleistung P_{min} bei maximalem Eingangssignal 4 mW. Mit dem entsprechenden Integral ergibt sich das absolute Einsparpotential bei Annahme eines Rayleigh-Kanals zu

$$P_s = 7{,}9 \ mW$$

Für den Leistungsbedarf der Regelschleife wurde aus Kapitel 3.2 ein Betrag von 5,6 mW (1,7 mA bei 3,3 V) verwendet. Setzt man die eingesparte Leistung in Beziehung zur maximalen P_{max} so erhält man ein relatives Einsparpotential von 35 %.

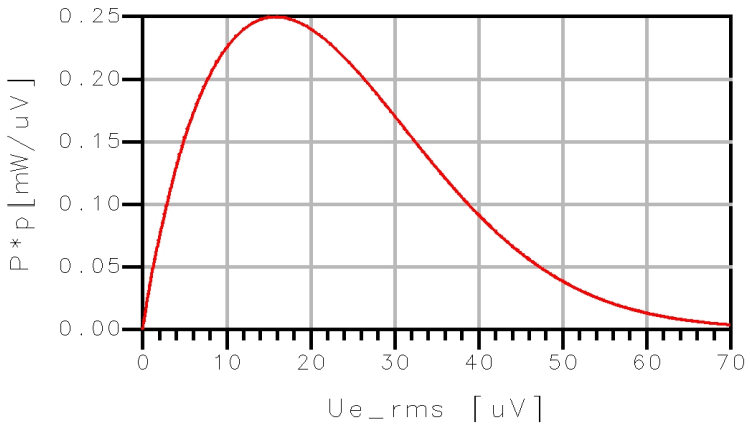


Abbildung 74: Produkt aus Verlustleistung des Kaskodeverstärkers und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Eingangssignals

Als Mittelwert der Empfangsleistung σ^2 wurde in diesen Simulationen eine Eingangsleistung am Empfänger von -80 dBm (22 µV an 50 Ohm) verwendet. Dies entspricht bei einer Basisstation mit einer Sendeleistung von 50 dBm bei Annahme des COST231-Modells (vgl. 2.4.1) der zu erwartenden Signalleistung in einem Abstand von etwa 22 km. Für den Bereich der Signalleistung wurde wiederum -102 dBm bis -67 dBm gewählt. Dies entspricht der maximalen Empfindlichkeit typischer Kommunikationsstandards und dem Regelbereich des Verstärkers, weiterhin auch der Signalverteilung des verwendeten Rayleigh-Kanals.

Die Werte für das maximale Einsparpotential machen deutlich, dass eine solche betriebsabhängige Regelung eines Verstärkers sinnvoll ist. Unter dem Gesichtspunkt, dass hier nur eine einzige Komponente untersucht wurde, erscheint auch eine Ausweitung dieses Konzepts auf andere Sendeempfänger-Komponenten wie Mischer und ZF-Verstärker lohnenswert.

3.6 Berücksichtigung der Skalierung von Halbleitertechnologien

Die Weiterentwicklung der Halbleitertechnologien führt auch zu geringeren Versorgungsleistungen. Grund dafür sind die immer kleineren Strukturgrößen und damit verbunden die geringeren parasitären Widerstände und Kapazitäten. Um sicherzustellen, dass die hier untersuchte betriebsabhängige Regelung zur Reduzierung der Verlustleistung ihr Einsparpotential trotz dieser Technologieweiterentwicklung behalten wird, muss sie mit analysiert und berücksichtigt werden.

Um den Einfluss der Weiterentwicklung der Halbleitertechnologien auf die Verlustleistung zu untersuchen, kann der Begriff der Technologieskalierung verwendet werden (siehe Kapitel 6.6). Man versteht darunter die Beschreibung der Veränderung der Halbleiter-Technologieparameter durch Multiplikation und Division mit einer Konstanten s. Im Kapitel 6.6.2 dieser Arbeit werden die Konstant-Spannung- und die Konstant-Feld-Skalierung erklärt.

Heutzutage haben sich die Spannungen von integrierten Transistoren im Vergleich zu deren geometrischen Abmessungen nicht so stark verändert. Die Entwicklung lässt sich durch eine Skalierung der Abmessungen mit 1/s, der Spannungen dagegen nur mit $1/\sqrt{s}$ beschreiben. Weiterhin wurde mit Hilfe der ITRS (siehe Kapitel 6.6.1) festgestellt, dass sich auch die Oxiddicke nicht so stark skaliert hat, wie die Transistorlänge L [BAFL09][Mal06] [Raz01].

Hier wird nun der Einfluss der Technologieskalierung auf das Einsparpotential der betriebsabhängigen Verstärkerregelung untersucht. Dabei werden Level 3 SPICE Modelle [Raz01] für die Transistoren verwendet. Für die Simulation werden die Transistorgeometrien W und L des Kaskodeverstärkers aus Kapitel 3.3.1.3 mit 1/s, die Substratdotierung mit s und alle Spannungen und die Oxidschichtdicke t_{ox} der Transistoren mit $1/\sqrt{s}$ skaliert. Bei dieser Skalierung ergibt sich bei konstanter Transkonduktanz eine Erniedrigung des Drain-Stroms um den Faktor$1/\sqrt{s}$. Es wird also die Verlustleistung bei konstanter Performance reduziert:

$$g_{m,Sk} = \mu \cdot (\sqrt{s} \cdot C_{OX}) \frac{W/s}{L/s} \cdot \frac{U_{GS} - U_S}{\sqrt{s}}$$

$$g_{m,Sk} = g_m$$

$$I_{D,Sk} = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot (\sqrt{s} C_{OX}) \cdot \left(\frac{W/s}{L/s} \right) \cdot \left(\frac{U_{GS}}{\sqrt{s}} - \frac{U_S}{\sqrt{s}} \right)^2$$

$$I_{D,Sk} = \frac{1}{\sqrt{s}} \cdot I_D$$

Da Verstärkung und Stromverbrauch des kompletten Kaskodeverstärkers proportional zu Verstärkung und Strom des einzelnen Transistors sind, gelten die obigen Zusammenhänge auch für den Verstärker als ganzes. In Abbildung 75 sind Versorgungsstrom I_{dd} und Verstärkung G des Kaskodeverstärkers in Abhängigkeit des Skalierungsfaktors s aufgetragen. Aus dieser Abbildung wird der abnehmende Verlauf des Stroms entsprechend einer Wurzelfunktion bei konstanter Verstärkung deutlich. Für die Verlustleistung lässt sich dann auf Grund der Skalierung der Versorgungsspannung mit $1/\sqrt{s}$ eine Skalierung mit 1/s errechnen (siehe Tabelle 17).

Parameter	**Verwendete Skalierung**
W, L	$1/s$
t_{ox}	$1/\sqrt{s}$
U_{dd}, U_s	$1/\sqrt{s}$
N	s
C	1/s
g_m	1
I_d	$1/\sqrt{s}$
P	1/s

Tabelle 17: Übersicht über die verwendete Skalierung

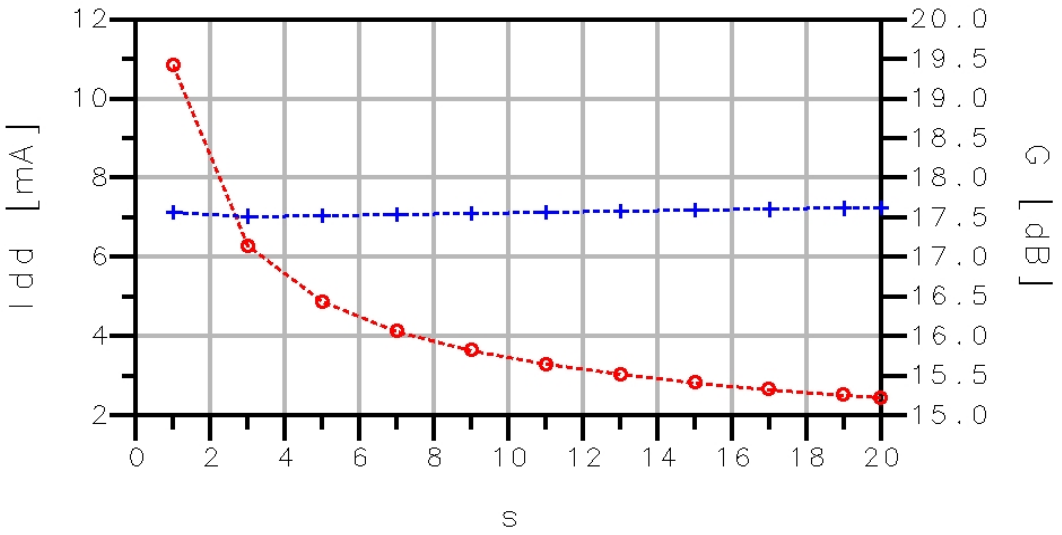


Abbildung 75: Versorgungsstrom I_{dd} (Kreise) und Verstärkung G (Kreuze) des Kaskodeverstärkers (ohne Anpassung) bei Skalierung bis s=20

Tabelle 18 zeigt die in der Simulation verwendeten, skalierten Werte. Die ITRS (International Roadmap for Semiconductors) sagt für das Jahr 2020 Strukturweiten von 14 nm und Versorgungsspannungen von 0,75 Volt voraus. Somit ist sichergestellt, dass die hier verwendeten Werte auch von Experten für realistisch erachtet werden.

Die Simulation des Verstärkers mit Regelschleife erfolgt wie in den Kapiteln vorher mit einem Wechselspannungssignal mit rampenförmiger Einhüllenden. Es wurde hier jedoch ein Verstärker ohne Anpassungsnetzwerk verwendet, da die Anpassung für jeden Skalierungswert wieder neu justiert werden müsste. Aufgrund der veränderten Transistorgeometrien verändern sich auch die parasitären Elemente und es ergäbe sich bei gleich bleibendem Anpassungsnetzwerk eine Fehlanpassung. Als Mittelwert für die Wahrscheinlichkeitsverteilung des Rayleigh-Kanals wurde wieder eine Eingangsleistung am Empfänger von -80 dBm (22 µV an 50 Ohm) verwendet, was bei Annahme einer Basisstation mit einer Sendeleistung von 50 dBm einem Abstand von 22 km entspricht. Der RMS-Wert des Ausgangssignals des Verstärkers bleibt konstant und ändert sich auch zwischen den einzelnen Simulationen für die unterschiedlichen Skalierungen nicht. Da diese Amplitude mehrere Größenordnungen unter der skalierten Versorgungsspannung liegt, stellt die mit der Skalierung verbundene Reduzierung des Dynamikbereichs beim LNA kein Problem dar.

s	tox [nm]	L[µm]	U_s [V]	U_{dd} [V]
1	7,6	0,5	0,5	3,3
2	5,37	0,25	0,354	2,33
3	4,34	0,166	0,289	1,9
4	3,8	0,125	0,250	1,65
5	3,4	0,1	0,224	1,48
6	3,1	0,083	0,204	1,35
7	2,9	0,071	0,189	1,25
8	2,69	0,063	0,178	1,17
9	2,53	0,056	0,167	1,1
10	2,4	0,05	0,158	1,04
11	2,29	0,045	0,151	0,90
12	2,19	0,042	0,144	0,95
13	2,11	0,038	0,139	0,92
14	2,03	0,036	0,134	0,88
15	1,96	0,033	0,129	0,85
16	1,9	0,031	0,125	0,83
17	1,84	0,029	0,121	0,80
18	1,79	0,028	0,118	0,77
19	1,74	0,026	0,115	0,76
20	1,7	0,025	0,112	0,74

Tabelle 18: Skalierte Transistorgeometrien und Spannungen für die Simulation

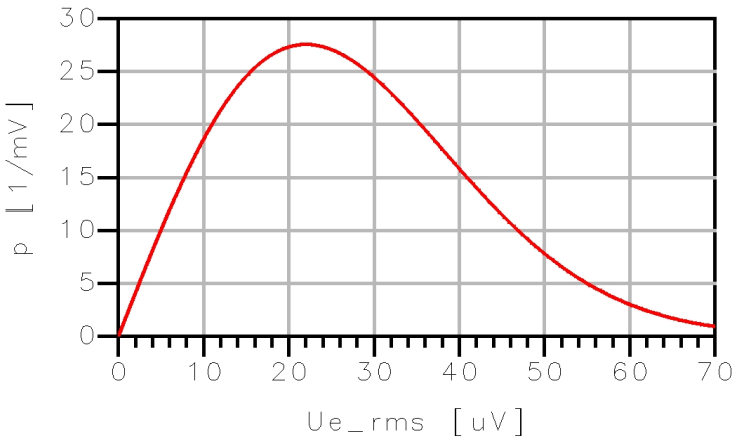


Abbildung 76: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion p des Eingangssignals Ue_rms

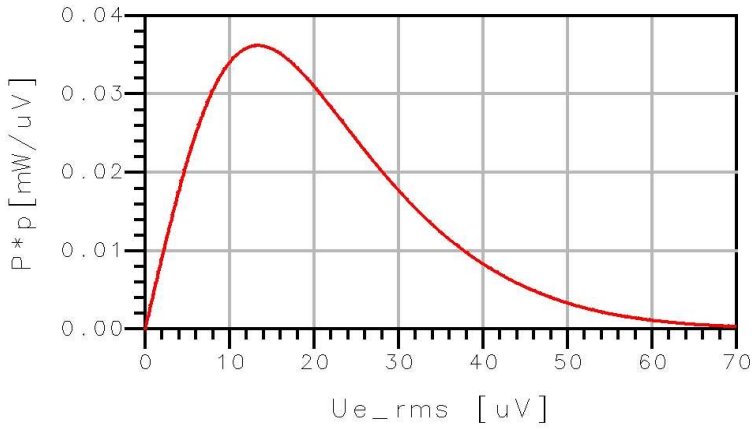


Abbildung 77: Produkt aus Verlustleistung und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Kaskodeverstärkers für den Skalierungswert s=10

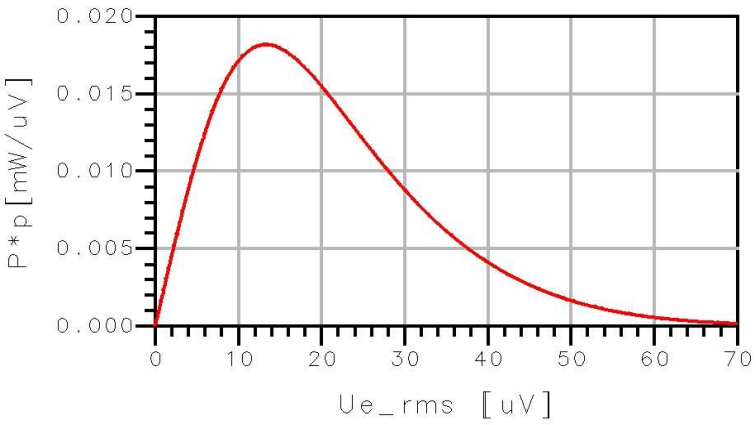


Abbildung 78: Produkt aus Verlustleistung und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Kaskodeverstärkers für den Skalierungswert s=20

Auch hier können wieder die Zusammenhänge zwischen rayleigh-verteiltem Eingangssignal und Verlustleistung zur Interpretation und Bewertung der gewonnenen Erkenntnisse herangezogen werden. Abbildung 77 und Abbildung 78 zeigen das Produkt aus Verlustleistung und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Kaskodeverstärkers zur Charakterisierung des Einsparpotential für die Skalierung mit s=10 und s=20. Tabelle 19 gibt die maximale Verlustleistung P_{max} bei den unterschiedlichen Skalierungsfaktoren aus der Simulation des geregelten Kaskodeverstärkers an. Das Leistungsmaximum tritt bei minimalem Eingangssignal auf und entsprechend die minimale Verlustleistung auf Grund der Regelung bei maximalem Eingangssignal. Weiterhin ist zur Überprüfung der Theorie die maximale Verlustleistung durch Skalierung der Verlustleistung bei s=1 mit den verschiedenen Skalierungsfaktoren entsprechend Tabelle 17, letzte Zeile, berechnet worden. Es zeigt sich, dass die theoretischen Zusammenhänge zwischen Verlustleis-

tung und Skalierungsfaktor aus Tabelle 17 sehr gut mit der Simulation übereinstimmen. Der Eigenbedarf der Komponenten der Regelung wurde mit 5,6 mW und entsprechender Skalierung mit berücksichtigt.

s	P_{max} [mW]	$P_{max}(s=1)/s$ [mW]	Absolutes Einsparpotential P_s [mW]	Relatives Einsparpotential P_s/P_{max}
1	22,06	22,06	6,61	29,96
3	7,4	7,35	2,19	29,59
5	4,45	4,41	1,33	29,89
7	3,19	3,15	0,96	30,48
10	2,24	2,21	0,68	30,36
12	1,87	1,84	0,57	30,48
15	1,5	1,47	0,46	30,67
17	1,32	1,3	0,41	31,06
20	1,12	1,10	0,35	31,25

Tabelle 19: Maximales und wahrscheinlichstes Einsparpotential bei unterschiedlichen Transistorskalierungen

Die Ergebnisse in Tabelle 19 zeigen deutlich, dass das relative Einsparpotential auch bei Skalierung der Transistorgeometrien erhalten bleibt. Das geringere Einsparpotential im Vergleich zum Verstärker mit Anpassung (Kapitel 3.5) ist auf das fehlende Anpassnetzwerk zurück zuführen. Der mit empfangssignalabhängiger Regelung eingesparte Leistungsbetrag bleibt also im Verhältnis zur Gesamtleistung konstant. Dies bedeutet, dass das hier entwickelte und untersuchte Konzept der betriebsabhängigen Steuerung auch bei der vorhergesagten Weiterentwicklung der Halbleitertechnologie sein komplettes Einsparpotential behält.

4 Zusammenfassung der Ergebnisse

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit zusammengefasst.

4.1 Systeme zur Messung von Signalleistung

Die Gegenüberstellung von Systemen zur Messungen von Signalleistung (siehe Kapitel 2.3) hat gezeigt, dass der elektronische RMS-DC-Wandler für den Einsatz in mobilen Endgeräten die am besten geeignete Schaltung ist. Gründe hierfür sind vor allem der geringe Platzbedarf, der niedrige Leistungsverbrauch und die schnelle Ansprechzeit. Typische Ansprechzeiten sind kleiner als 5 µsec und der Versorgungsstrom liegt bei ein bis zwei Milliampere bei 3,3 Volt.

4.2 Empfangssignalstärkeabhängige Verstärkerregelung

Der Aufbau eines Hardware-Demonstrators, bestehend aus zwei GSM-Empfängerstrukturen mit betriebsabhängiger Steuerung des LNAs zeigt ein deutliches Einsparpotential durch eine empfangssignalabhängige Verstärkerregelung. Es konnte in dieser Arbeit eine Reduzierung des Versorgungsstroms des LNAs bzw. des LNAs und des Mischers um über 70 % bei maximaler Eingangssignalleistung erreicht werden. Der zusätzliche Leistungsverbrauch für die Komponenten der Regelung beträgt unter 5,6 mW.

4.3 Regelbare Verstärker

Verstärker, die aus einer Kaskodeschaltung bestehen, bieten auf einfache Weise die Möglichkeit, den Versorgungsstrom auf Kosten der Verstärkung während des Betriebs zu reduzieren. Bei einer Reduzierung der Verstärkung um 30 dB konnte ein Rückgang der Verlustleistung von 21 mW auf 4 mW erzielt werden. Diese Verstärker wurden später in dieser Arbeit zur Quantifizierung des Einsparpotentials einer betriebsabhängigen Verstärkerregelung eingesetzt.

4.4 Empfängerkette

Die Simulation eines Verstärkers mit empfangssignalabhängiger Regelung innerhalb einer analogen Empfängerkette zeigt bei reduzierter Verstärkung und Rauschzahl noch ein ausreichendes SNR am Ende der Kette.

Das erforderliche SNR am ADC von 9 dB für GSM wird bei einem Eingangssignal von –72 dBm, einer Verstärkung bzw- Dämpfung des LNAs von -20 dB und einer Rauschzahl des LNAs von 28 dB bei der gewählten Empfängerdimensionierung noch erreicht. Die Linearität des LNAs hat keinen Einfluss auf die Linearität des Gesamtsystems, die Reduzierung der Verstärkung des LNAs verbessert diese Linearität sogar.

4.5 Eigenschaften des Empfangssignals

Für ein rayleigh-verteiltes Empfangssignal wurde das Einsparpotential durch betriebsabhängige Steuerung quantifiziert. Es wurde eine Berechnungsvorschrift abgeleitet, die einen Zusammenhang zwischen dem rayleigh-verteilten, variierenden Eingangssignal und der dafür erforderlichen Verlustleistung zur Verstärkung herstellt.

Bei Simulationen der empfangssignalabhängigen Verstärkerregelung an einem Kaskode-LNA zeigte sich ein moderates Einsparpotential. Das relative Einsparpotential für ein rayleigh-verteiltes Eingangssignal liegt dafür etwa bei 35 %.

4.6 Skalierung von Halbleitertechnologien

In Simulationen einer empfangssignalabhängigen Verstärkerregelung wurde der Einfluss der Weiterentwicklung der Halbleitertechnologien auf das Einsparpotential durch diese betriebsabhängige Steuerung untersucht. Die Transistorskalierung wurde bis zum Skalierungsfaktor 20 durchgeführt und ergab wie zu erwarten war, eine Reduzierung der Verlustleistung bei gleicher Verstärkung. Weiterhin konnte durch die Regelung ein konstantes Einsparpotential von 30 % unabhängig von der Skalierung beobachtet werden. Daraus folgt, dass das hier entwickelte und untersuchte Konzept der betriebsabhängigen Steuerung von Verstärkern trotz Technologieweiterentwicklung sein Einsparpotential behalten wird.

5 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit werden bisher nicht genutzte Freiheitsgrade bei der Verlustleistungsregelung generell und speziell im Empfänger von mobilen Endgeräten untersucht. Als eine Neuerung mit erheblichem Energieeinsparungspotential wird eine intelligente, flexible Steuerung der Verstärker auf Hardwareebene, welche beispielsweise auch Betriebszustände zwischen aktiviert und deaktiviert realisiert, vorgeschlagen. Durch einen Einsatz von rein analogen Schaltungskomponenten soll eine wesentlich kürzere Verzögerungszeit erreicht werden, um so auf schnelle Kanaländerungen zu reagieren. Die Steuerung muss abhängig von unterschiedlichen Umgebungs- und Betriebsparametern wie Empfangssignalleistung, Störsignalen, Rauschen oder Netzauslastung geschehen.

Weiterhin werden in dieser Arbeit die Eigenschaften des Übertragungskanals für eine Abschätzung des Einsparpotentials einer solchen Steuerung herangezogen. Letztlich wird der Einfluss der Entwicklung der Halbleitertechnologien auf die Verlustleistung untersucht und quantifiziert. Dies geschieht unter Verwendung der Roadmap der SIA (Semiconductor Industry Association) und der Technologie-Skalierung. So können die theoretischen Grenzen des Energieaufwands ermittelt werden.

Einsatzgebiete solcher betriebsparameterabhängigen Steuerungen sind neben Endgeräten, die in zellularen Mobilfunknetzen arbeiten besonders Sendeempfänger zur drahtlosen Sensordatenübertragung in Sensornetzwerken. Ein weiteres wichtiges Anwendungsfeld von betriebsabhängigen Steuerungen zur Reduzierung der Verlustleistung ist der Ansatz des „Energy Harvesting“ und die damit verbundene Realisierung von energie-autarken Systemen.

Im ersten Teil dieser Arbeit wird der aktuelle Stand der Technik auf dem Gebiet der Leistungssteuerung, des Leistungsverbrauchs und der Leistungsmessung dargestellt. Das Ergebnis ist ein Vergleich der Verbrauchsenergie der verschiedenen Empfängerkomponenten, sowohl von prototypischen als auch von käuflichen Empfänger-Schaltungen. Hier wird deutlich, dass der Verlustleistungsbedarf der Komponenten Eingangsverstärker, Mischer und Zwischenfrequenzverstärker in etwa gleich ist und so bei diesen Komponenten auch das gleiche Einsparpotential existiert. Ein Vergleich von Schaltungen und Systemen zur Leistungsmessung zeigt, dass der RMS-DC-Wandler auf Grund der niedrigen Verlustleistung, der geringen Baugröße und des zusätzlichen Schaltungs- und damit Kostenaufwands die am meisten geeignete Methode zur Mes-

sung der Signalleistung in mobilen Endgeräten darstellt. Weiterhin werden die Kanal- und Zeitmultiplexeigenschaften des Kommunikationsstandards GSM stellvertretend für alle ähnlichen und verwanden Übertragungsverfahren vorgestellt.

Der zweite Teil dieser Arbeit befasst sich mit neuen Möglichkeiten der Verlustleistungsreduzierung in mobilen Endgeräten und dokumentiert den eigenen Beitrag, der hier zum Thema Leistungseinsparung in mobilen Endgeräten durch betriebsabhängige Steuerung geleistet wird. Ein Systemkonzept einer empfangssignalstärkeabhängigen Verstärkerregelung des rauscharmen Eingangsverstärkers (LNA) wird vorgestellt und anhand eines aufgebauten Hardware-Demonstrators untersucht. Messungen bestätigen ein Einsparpotential von mindestens 69 % bei maximalem Eingangssignal.

Daraufhin werden geregelte Verstärker für mobile Empfängerschaltungen modelliert und simuliert. Unter Einbeziehung der Kanaleigenschaften wird das Leistungseinsparungspotential dieser betriebsparameterabhängigen Steuerung quantifiziert. Hier ergibt sich ein Einsparpotential von 35 %, abhängig von der Realisierung der Schaltung.

Im letzten Schritt wird die Skalierung von Halbleitertechnologien und damit deren Weiterentwicklung in der Untersuchung des Einsparpotentials berücksichtigt. Wie zu erwarten, ergibt sich durch die Skalierung der Technologien eine Reduzierung der Verlustleistung. Hervorzuhebendes Ergebnis ist jedoch das Verhalten des Einsparpotentials in Abhängigkeit der Skalierung. Bei gleicher Performance der Schaltung im Hinblick auf die Verstärkung bleibt das Einsparpotential relativ zur maximalen Verlustleistung unabhängig von der Skalierung konstant. Es wird deutlich, dass die hier entwickelte und untersuchte betriebsabhängige Steuerung in Form einer empfangssignalabhängigen Regelung unabhängig von der Technologieweiterentwicklung ihr Einsparpotential behalten wird.

Zur technischen Anwendbarkeit der vorgestellten Regelung können noch folgende Bemerkungen gemacht werden. Im Verlauf dieser Arbeit wurden von weiteren Herstellern RMS-DC –Wandler am Markt angeboten, die Leistungsfähigkeit und Leistungseffizienz der im Hardware-Demonstrator dieser Arbeit verwendeten Wandler übertreffen. Trotzdem stellen die Empfindlichkeiten der momentan am Markt verfügbaren RMS-DC-Wandler noch ein Problem bei der Auskopplung des Signals direkt nach dem LNA auf Grund der dortigen geringen Signalleistung dar. Daher sollte wie im Demonstrator dieser Arbeit ausgeführt eine Auskopplung erst später in

der Empfangskette erfolgen, weil hier auf Grund der Verstärkung der aufeinander folgenden Komponenten der Signalpegel wesentlich höher als direkt nach dem LNA ist. Die Problematik von Nachbarkanalstörern, die das Messergebnis des RMS-DC-Wandlers verfälschen könnten, kann ebenfalls durch Auskopplung nach dem Kanalfilter umgangen werden. Ist es möglich, durch geeignete Filterkombinationen Information über Stärke und Frequenz von Störsignalen zu gewinnen, wäre weiterhin eine Steuerung abhängig von Nachbarkanalstörsignalen möglich. So könnte eine Desensibilisierung des Empfängers durch große Störsignale (engl. Blocker) mittels Verstärkerregelung vermieden werden. Informationen über vorhandene Störsignale können dafür aus einem Vergleich der Messwerte der RMS-DC-Wandler vor und nach dem Kanalfilter gewonnen werden.

Zusätzlich wurde in [Mue03] die verlustleistungsarme Realisierung von ausreichend empfindlichen RMS-DC-Wandlern für die hier adressierte Anwendung untersucht und bewiesen.

Weiterhin bietet es sich an, auch Informationen aus der Basisbandverarbeitung des Empfängers zur Beeinflussung oder Steuerung heranzuziehen. So kann die Bitfehlerrate den Sollwert der Verstärkerregelung über die Vergleichsspannung am Regler bestimmen und so direkt die Ausgangsleistung des geregelten Verstärkers einstellen.

Im Verlauf der Arbeit wurden der generelle Ansatz und das Systemkonzept international patentrechtlich geschützt (EP1168645, EP2007/002597, WO2007/112868).

Zusammenfassend wird mit dieser Arbeit ein Beitrag zur Reduzierung der Verlustleistung in mobilen Geräten geleistet. Hierdurch soll die in den letzten Jahren immer größer gewordene Diskrepanz zwischen dem Leistungsverbrauch mobiler Geräte durch Funktionalitätserweiterung und dem Energieangebot durch Batterien oder sonstiger Speicher gemildert werden. So können die Mobilität und der Komfort des Nutzers durch längere Betriebs- und Standzeiten erhöht werden. Weiterhin stellt diese Arbeit einen wichtigen Schritt zur Verwirklichung von energieautarken Systemen dar.

6 Anhang

6.1 Analyse des Leistungsverbrauchs in mobilen Kommunikationsendgeräten

Im folgenden Kapitel soll der Leistungsverbrauch in mobilen Kommunikationsgeräten genauer untersucht werden. Von Belang ist hier vor allem die Verteilung der Verlustleistung auf die einzelnen analogen Schaltungsblöcke. Durch diese Untersuchung soll das Einsparpotential der unterschiedlichen Komponenten näher bestimmt werden.

Die Untersuchung erfolgt auf zwei unterschiedlichen Wegen. Einerseits werden prototypische Empfängerkomponenten von wissenschaftlichen Veröffentlichungen aus Forschung und Entwicklung auf den Leistungsverbrauch hin analysiert. Die darin vorgestellten Realisierungen von einzelnen Teilmoduln werden bezüglich ihrer Systemparameter vergleichend gegenüber gestellt. Anderseits wird der Leistungsverbrauch käuflicher Sendeempfänger-ICs von diversen Herstellern betrachtet. Hier werden die Angaben in den Datenblättern unterschiedlicher Schaltungen für eine Abschätzung der Verlustleistung verwendet.

Bei beiden Untersuchungen soll keine Unterscheidung zwischen den Anwendungen in verschiedenen Kommunikationsstandards wie GSM, UMTS, WLAN etc. geschehen. Diese Vereinfachung ist vertretbar, da der Leistungsverbrauch dieser analogen Komponenten nur abhängig von den Schaltungsparametern wie Verstärkung, Rauschzahl und Linearität und weitgehend unabhängig von den zu empfangenden Signalen ist. Oft sind die Schaltungen auch für mehrere Standards entwickelt und einsetzbar.

Die zwei Untersuchungen können natürlich nur den aktuellen Stand der Technik zum Zeitpunkt der Anfertigung dieser Arbeit wieder geben. Besonders die rasante Entwicklung der Halbleitertechnologien mit ihren immer kleineren Strukturweiten hat grundlegenden Einfluss auf den Leistungsverbrauch der Sendeempfänger-Schaltungen. Auch die Verteilung des Gesamtleistungsverbrauchs auf die einzelnen Schaltungsteile dokumentiert nur den aktuellen Stand der Entwicklungen und kann sich innerhalb von wenigen Jahren auf Grund von Durchbrüchen auf verschiedenen Forschungsfeldern signifikant verändern.

6.1.1 Leistungsverbrauch von prototypischen Empfänger-Schaltungskomponenten

Für die Untersuchung des Leistungsverbrauchs in mobilen Kommunikationsgeräten wurde eine Recherche in den IEEE (Institute for Electrical and Electronical Engineering)-Journalen der letzten 15 Jahre durchgeführt. Die gefundenen Artikel (siehe Anhang) über Implementierungen von Empfänger-ICs wurden bezüglich ihrer Verlustleistung und den dazugehörigen Systemparametern wie Rauschzahl und Verstärkung verglichen. Dieser Vergleich soll den aktuellen Stand der Technik darstellen und die Verteilung der Verlustleistung auf die einzelnen Komponenten dokumentieren. So kann auch das Einsparungspotential bei den einzelnen Komponenten bewertet werden.

Für die Beurteilung der einzelnen Implementierungen muss hier noch der Rauschfaktor und die Rauschzahl definiert werden. Der Rauschfaktor F berechnet sich als Quotient aus dem Signal-Rauschleistungsverhältnis (SNR) am Eingang und am Ausgang:

$$F = \frac{SNR_E}{SNR_A}$$

Die Rauschzahl in dB ergibt sich durch die Logarithmusfunktion zur Basis zehn und die Multiplikation mit dem Faktor zehn:

$$NF_{tot} = 10 \cdot \log_{10} F_{tot}$$

6.1.1.1 Eingangsverstärker

Abbildung 79 zeigt die Parameter Verstärkung, Rauschzahl und Verlustleistung der untersuchten prototypischen rauscharmen Eingangsverstärker aus wissenschaftlichen Veröffentlichungen aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert. Der Frequenzbereich der Schaltungen liegt zwischen 0,9 und 2,5 GHz. Auf den Vergleich der Linearität musste verzichtet werden, da nicht bei allen Veröffentlichungen Angaben darüber gemacht wurden. Titel, Verfasser und tabellarischer Vergleich finden sich in Kapitel 6.2 dieser Arbeit.

Ein offensichtlicher Zusammenhang zwischen den Parametern der Schaltungen wie Verstärkung, Rauschzahl und der Verlustleistung kann hier nicht festgestellt werden. Es liegt bei der Sortierung der Komponenten nach zunehmender Verlustleistung keine gleichzeitige Zunahme

der Verstärkung oder Abnahme der Rauschzahl vor, was intuitiv zu erwarten wäre. Die Gründe hierfür sind vielfältiger Natur.

Von ausschlaggebender Bedeutung sind die verschiedenen, verwendeten Halbleitertechnologien, die den Leistungsverbrauch der Schaltung beeinflussen und so einen Vergleich nicht möglich machen. Die Technologie variiert bei den untersuchten Komponenten beispielsweise zwischen unterschiedlichen Materialien wie Silizium, Germanium oder Galliumarsenid, unterschiedlichen Transistoren wie Bipolar- oder Feldeffekttransistoren und unterschiedlichen Strukturweiten von 0,13 bis 1 µm. Da besonders bei Projekten aus Forschungsinstituten und Universitäten nicht immer auf die aktuellsten und damit leistungseffizientesten Halbleitertechnologien der Industrie zugegriffen werden kann, müssen so meist Abstriche in der erzielbaren Performance gemacht werden.

Ein weiterer Grund für die Schwierigkeiten beim Vergleich der Realisierungen sind auch die unterschiedlichen Entwicklungs- und Optimierungsziele bei den unterschiedlichen Projekten, aus denen die Komponenten entstanden. So gibt es Forschungsaktivitäten, die nach einer verlustleistungsoptimierten Realisierung streben, wogegen andere in Richtung einer platzoptimierten oder kostenoptimierten Lösungen arbeiten.

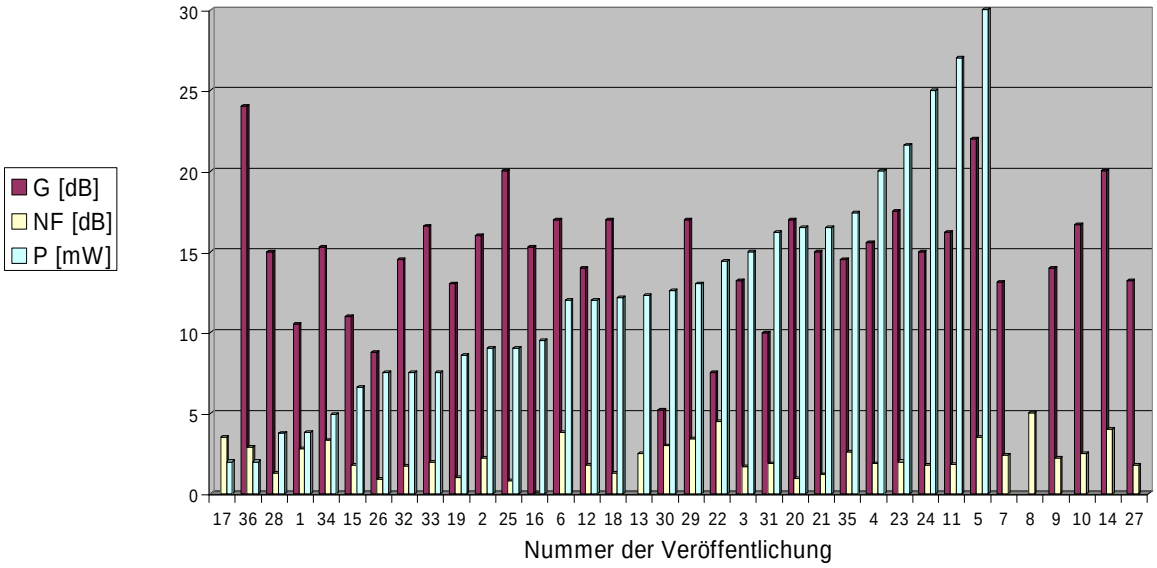


Abbildung 79: Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten prototypischen LNA-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.2), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert

Vergleicht man alle untersuchten Implementierungen von Eingangsverstärkern der in Kapitel 6.2 aufgelisteten Veröffentlichungen, fällt auf dass die realisierte Verstärkung (G) zwischen 5,2 und 24 dB unabhängig von der verwendeten Halbleitertechnologie variiert. Die erreichten Rauschzahlen NF decken den Bereich zwischen 0,9 und 5 dB ab, der Intermodulationspunkt dritter Ordnung IP3 bewegt sich zwischen -19 und 16 dBm und die Verlustleistung P für die unterschiedlichen LNA-Implementierungen reicht von 2 bis 30 mW.

G [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	P [mW]
5,2…24	0,9…5	-19…+16	2…30

Tabelle 20: Bereiche der Parameter von prototypischen Eingangsverstärker-ICs

Beim Eingangsverstärker ist besonders die Rauschzahl von Bedeutung, da diese wie in Kapitel 2.2.2 gezeigt wird, die Gesamtrauschzahl des Empfängers entscheidend beeinflusst.

6.1.1.2 Mischer

Abbildung 80 zeigt die Parameter Verstärkung, Rauschzahl und Verlustleistung der prototypischen Mischer aus wissenschaftlichen Veröffentlichungen aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert. Der Frequenzbereich der Schaltungen liegt zwischen 0,8 und 2,4 GHz. Auf den Vergleich der Linearität musste verzichtet werden, da nicht bei allen Veröffentlichungen Angaben darüber gemacht wurden. Titel, Verfasser und tabellarischer Vergleich finden sich in Kapitel 6.3 dieser Arbeit.

Ein offensichtlicher Zusammenhang zwischen den Parametern der Schaltung wie Verstärkung, Rauschzahl und der Verlustleistung kann auch hier aus den in Kapitel 6.1.1.1 genannten Gründen nicht festgestellt werden.

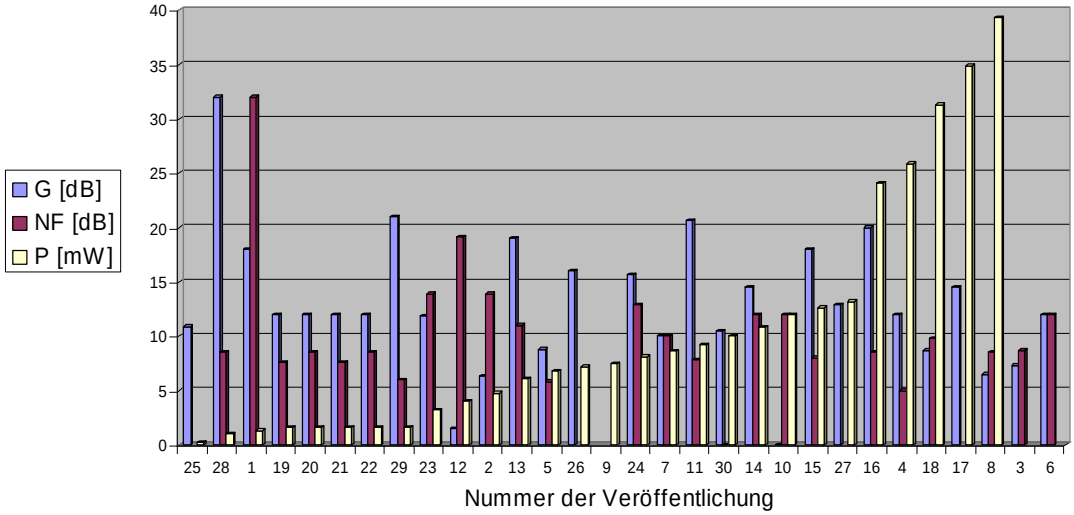


Abbildung 80: Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten prototypischen Mischer-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.3), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert

Bei einem Vergleich der Implementierungen von Mischern wurden die folgenden Bereichsgrenzen gefunden:

G [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	P [mW]
1,5…32	5…32	-14,5…45	0,2…39,3

Tabelle 21: Bereiche der Parameter von prototypischen Mischer-ICs

Bei Mischern spielt die Rauschzahl verglichen mit dem Eingangsverstärker eine weniger wichtige Rolle, ebenso ist die Verstärkung zweitrangig.

6.1.1.3 Zwischenfrequenzverstärker

Abbildung 81 zeigt die Parameter Verstärkung, Rauschzahl und Verlustleistung der untersuchten prototypischen Zwischenfrequenzverstärker aus wissenschaftlichen Veröffentlichungen aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert. Der Frequenzbereich der Schaltungen liegt zwischen 30 MHz und 1 GHz. Auf den Vergleich der Linearität musste verzichtet werden, da nicht bei allen Veröffentlichungen Angaben darüber gemacht wurden. Titel, Verfasser und tabellarischer Vergleich finden sich in Kapitel 6.4 dieser Arbeit.

Ein offensichtlicher Zusammenhang zwischen den Parametern der Schaltung wie Verstärkung, Rauschzahl und der Verlustleistung kann auch hier aus den in Kapitel 6.1.1.1 genannten Gründen nicht festgestellt werden.

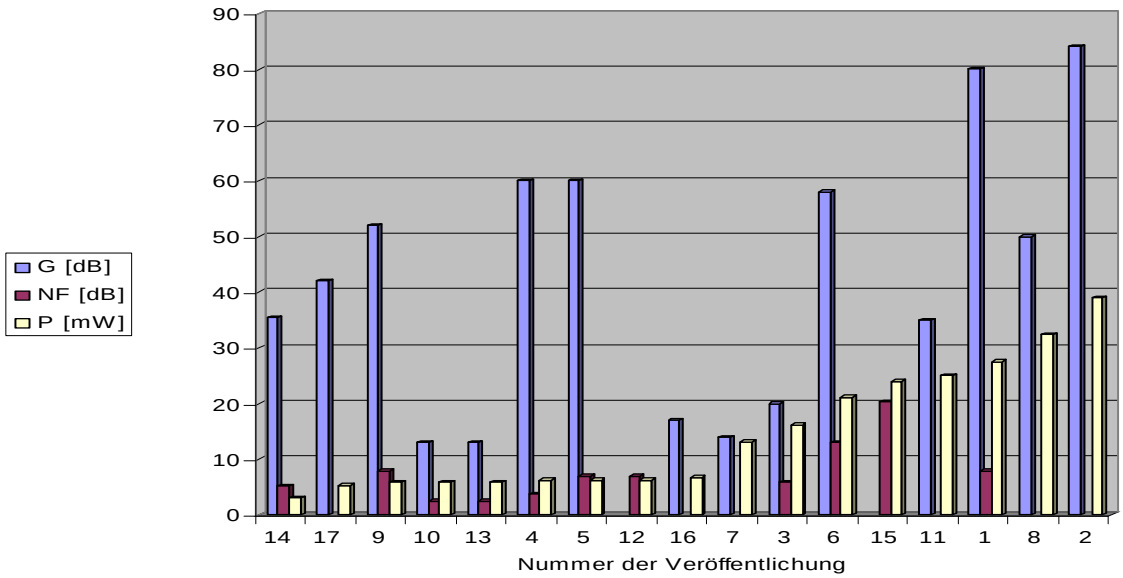


Abbildung 81 Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten prototypischen ZF-Verstärker-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.4), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert

Bei den ZF-Verstärkern variieren die Parameter der untersuchten Veröffentlichungen in folgenden Grenzen:

G [dB]	NF [dB]	OIP3 [dBm]	P [mW]
-13…84	-	-	3,1…39

Tabelle 22: Bereiche der Parameter von prototypischen Zwischenfrequenzverstärker–ICs

Die Rauschzahl wird hier selten mit angegeben, da dieser Verstärker am Ende der Kette der analogen Blöcke steht, wo die Rauschzahl kaum noch Einfluss auf das Gesamtsystem hat. Da der Entwurf von Verstärkerschaltungen mit hoher Verstärkung bei niedrigen Frequenzen bzw. im Basisband auf Grund der Stabilität wesentlich einfacher ist als bei höheren Frequenzen, wird die hauptsächliche Verstärkung im Zwischenfrequenzverstärker ausgeführt. Die Toleranz gegenüber Nachbarkanalstörern in Form des Intermodulationspunktes wird in vielen Realisierungen nicht mehr ermittelt und kann daher auch nicht angegeben werden. Dies liegt daran, dass abhängig von der Empfängerarchitektur vor dem ZF-Verstärker meist ein schmalbandiges Kanalfil-

ter alle Nachbarkanäle stark unterdrückt und dadurch an den Verstärker selbst keine hohen Intermodulationsanforderungen mehr gestellt werden brauchen.

6.1.1.4 Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

Für die Schaltungsparameter der hier untersuchten Realisierungen wurden die folgenden Grenzen gefunden:

	G [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	P[mW]
Eingangsverstärker	5,2…24	0,9…5	-19…+16	2…30
Mischer	1,5…32	5…32	-14,5…45	0,2…39,3
ZF-Verstärker	-13…84	-	-	3,1…39

Tabelle 23: Bereiche der Parameter von prototypischen Sendeempfängerkomponenten

Für die Mittelwerte der Leistung ergeben sich die folgenden Werte:

	Mittelwert P [mW]
Eingangsverstärker	12,51
Mischer	10,36
ZF-Verstärker	14,70

Abbildung 82: Mittelwerte der Leistung der verschiedenen prototypischen Empfänger-Komponenten

Deutlich wird, dass alle drei Komponenten in etwa die gleiche Verlustleistung benötigen und so den gleichen Betrag zum Gesamtbudget der Verlustleistung des Empfängers beitragen. Diese Gleichverteilung der Verlustleistung auf die einzelnen Komponenten lässt sich durch die verschiedenen, unterschiedlich priorisierten Anforderungen an die Komponenten erklären. Wogegen beim LNA deutlich geringere Rauschzahlen aber wesentlich weniger Verstärkung realisiert werden, ist umgekehrt beim Zwischenfrequenzverstärker die Verstärkung wichtigster Parameter. Die Rauschzahl ist hier dagegen von untergeordneter Bedeutung und weist daher meist höhere Werte auf.

6.1.2 Leistungsverbrauch von käuflichen Empfänger-Schaltungskomponenten

Zur Untersuchung des Leistungsverbrauchs von käuflichen Empfängerkomponenten wurde eine Bauteilrecherche durchgeführt, die den aktuellen Stand der Technik darstellen soll. Die Untersuchung geschieht mit Hilfe einer Zusammenstellung der Spezifikationen verschiedener Empfängerkomponenten-ICs von unterschiedlichen Halbleiterherstellern (siehe Kapitel 6.5). Auch hier wurden wie bei den prototypischen Empfängerkomponenten nur die Funktionsblöcke rauscharmer Eingangsverstärker (LNA), Frequenzumsetzer (Mischer) und Zwischenfrequenzverstärker betrachtet. Speziell bei Zwischenfrequenzverstärkern konnten Angaben zu Leistungsverbrauch, Rauschzahl und Linearität nicht gefunden werden, da diese meist zusammen mit anderen Komponenten wie Mischer oder Demodulator auf einem Chip integriert sind. Die Hersteller machen meist keine Aussagen über die Spezifikation und im speziellen den Leistungsverbrauch der einzelnen Funktionsblöcke, sondern beschreiben nur die Eigenschaften der Gesamtschaltung.

Abbildung 83 und Abbildung 84 zeigen die Parameter Verstärkung, Rauschzahl und Verlustleistung der untersuchten käuflichen Komponenten aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert. Der Frequenzbereich der Schaltungen liegt zwischen 800 MHz und 2,4 GHz. Hersteller, Bauteilnummer und tabellarischer Vergleich finden sich in Kapitel 6.5.

Ein offensichtlicher Zusammenhang zwischen den Parametern der Schaltung wie Verstärkung, Rauschzahl und der Verlustleistung kann auch hier aus den in Kapitel 6.1.1.1 genannten Gründen nicht festgestellt werden.

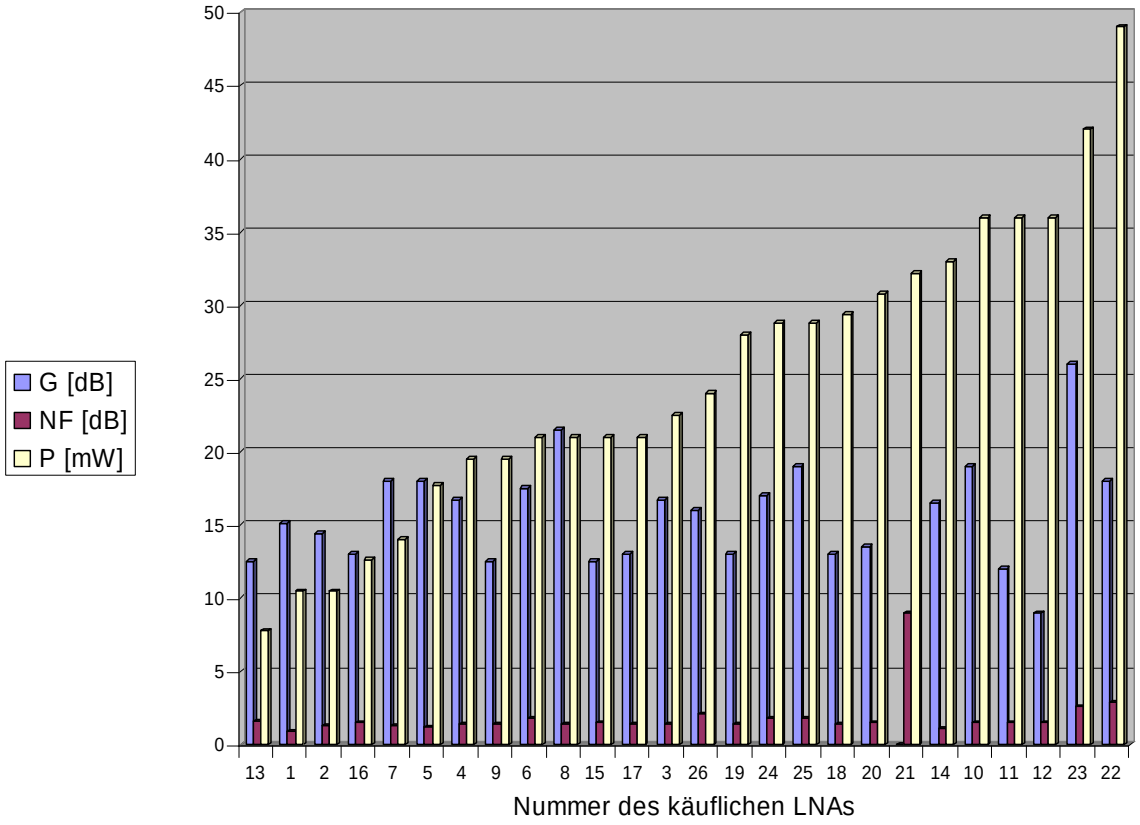


Abbildung 83: Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten käuflichen LNA-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.1.1.1), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert

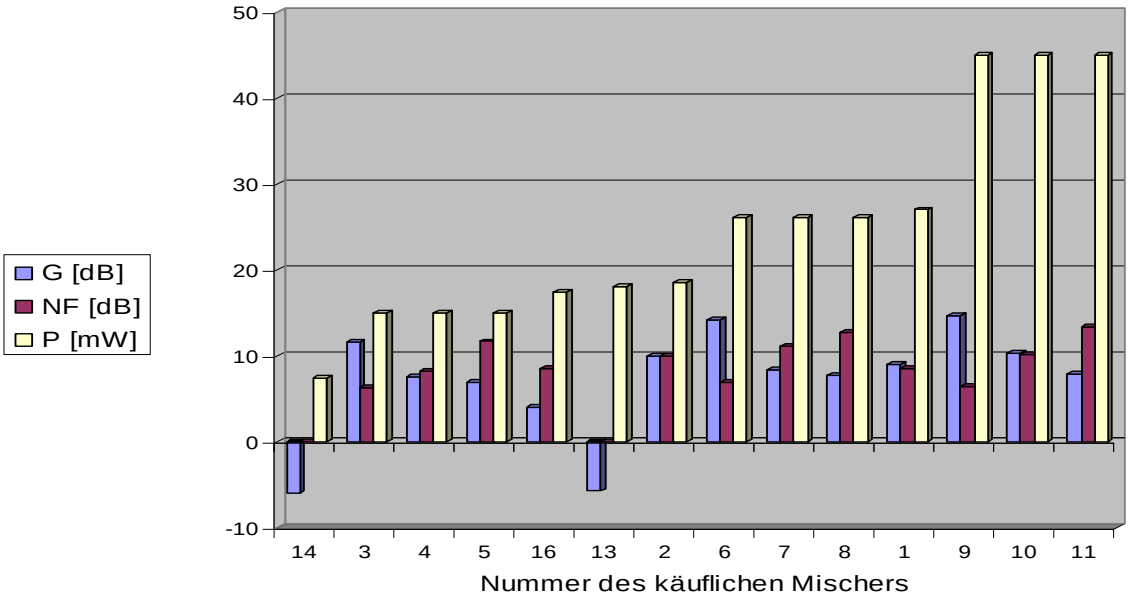


Abbildung 84: Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten käuflichen Mischer-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.1.1.1), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert

Bei den im Anhang aufgelisteten käuflichen Bauteilen variieren die Schaltungsparameter der einzelnen Komponenten in den folgenden Grenzen:

	G [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	P [mW]
Eingangsverstärker	9…26	0,9…2,1	-17…12	7,8…49
Mischer	-6…11,6	6…11,7	-12,9…24	7,5…18,6

Tabelle 24: Bereiche der Parameter von käuflichen Empfängerkomponenten

6.1.3 Zusammenfassung

Für die Mittelwerte der Leistung von käuflichen und prototypischen Empfängerkomponenten ergeben sich die folgenden Werte:

	Mittelwert der Leistung von prototypischen Komponenten [mW]	Mittelwert der Leistung von käuflichen Komponenten [mW]
Eingangsverstärker	12,51	15,54
Mischer	10,36	15,21

Tabelle 25: Mittelwerte der Leistung der käuflichen und prototypischen Empfängerkomponenten

Deutlich wird, dass der Verlustleistungsbereich der käuflichen Komponenten im Vergleich zu den wissenschaftlichen Veröffentlichungen etwas höher liegt. Dies hängt zum einen an der besseren Performance der kommerziellen Komponenten, was vor allem beim Vergleich der Bereiche für die Rauschzahl in Tabelle 23 und Tabelle 24 deutlich wird. Weiterhin führen sicher Schutzschaltungen, wie sie in kommerziellen ICs vorhanden sind zu einem höheren Stromverbrauch. Auch müssen kommerzielle Schaltungen Tests bezüglich Zuverlässigkeit und Ausfallsicherheit standhalten, wofür unter Umständen mehr Schaltungstechnik und so mehr Verlustleistung aufgewendet werden muss. Letztendlich sind käufliche Schaltungen auch kostenoptimiert, und so kann der Parameter Verlustleistung mit geringerer Priorität betrachtet werden.

6.2 Prototypische Eingangsverstärker

Nummer	Autoren, Artikel, Erscheinung	G [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	U[V]*I[mA]	P[mW]	Technologie	Frequenz
1	Long, Copeland: A 1,9 GHz Low-Voltage Silicon Bipolar Receiver Front-End for Wireless Personal Communications Systems (SSC, Vol. 33, No. 3, Dec. 95)	10,5	2,8	2,3	2*1,9	3,8	0,5µ Bipolar	1,9 GHz
2	Koizumi, Noma, Tanaka: A GaAs MMIC Chip-Set for Mobile Communications Using On-Chip Ferro-electric Capacitors (SSC, Vol. 31, No. 6, June 96)	16	2,2		3*3	9	GaAs	1-2 GHz
3	Yamamotot, Maemura, Kasai, etc.: A Single Chip GaAs RF Transceiver for 1,9 GHz Digital Mobile Communications Systems (SSC, Vol. 31, No. 12, Dec. 96)	13,2	1,7	-2	3*5	15	GaAs	1,9 GHz
4	Karnicolas: A 2.7-V 900 MHz CMOS LNA and Mixer (SSC, Vol. 31 No. 12, Dec. 96)	15,6	1,9	-3,2	2,7*7,4	20	0,5µ CMOS	900 MHz, NADC
5	Shaeffer, Lee: A 1.5-V, 1.5 GHz CMOS Low Noise Amplfier (SSC, Vol. 32, No. 5, May 97)	22	3,5	OIP3=12,1	20*1,5	30	0,6µm CMOS	1,5 GHz; GPS
6	Shahani, Shaeffer: A 12-mW Wide Dynamic Range CMOS Front-End for a Portable GPS Re-ceiver (SSC, Vol. 32, No. 12, Dec. 97)	17	3,8	-6	1,5 *8	12	0,35µ CMOS	1,575 GHz
7	Yamawaki, Kokubo, Irie, Matsui, Hori etc: A 2.7-V GSM Transceiver IC (SSC, Vol. 32, No. 12, Dec. 97)	13,1	2,4	>0			0,6µm Bipo-lar	GSM

8	Rudell, Ou, Cho, Chien, Brianti, Weldon, Gray: A 1.9 GHz Wide-Band IF Double Conversion CMOS Receiver for Cordless Telephone Applications (SSC, Vol. 32, No. 12, Dec. 97)		5				0,6µm CMOS	
9	Meyer, Mack, Hageraats: A 2.5-GHz BiCMOS Transceiver for Wireless LAN's (SSC, Vol. 32, No. 12, Dec. 97)	14	2,2	-3			BiCMOS	2,5 GHz
10	Piazza, Huang: A 1.57 GHz RF Front-End for Triple Conversion GPS Receiver (SSC, Vol. 33, No. 2, Feb. 98)	16,7	2,5				1µ BiCMOS	1,57 GHz
11	Huang, Piazza, Orsatti, Ohguro: The Impact of Scaling Down to Deep Submicron on CMOS RF Circuits (SSC, Vol. 33, No. 7, Jul. 98)	16,2	1,85	-7,25	2,5*10,8	27	0,25µm CMOS	1 GHz
12	Durec: An Integrated Silicon Bipolar Receiver Sub-system for 900-MHz ISM Band Applications (SSC, Vol. 33, No. 9, Sept. 98)	14	1,8		4*3	12		900 MHz
13	Shaeffer, Shahani, Mohan, Samavati, Rategh, Hershenson, Xu, Yue, Eddleman, Lee: A 115-mW, 0.5-µm CMOS GPS Receiver with Wide Dynamic-Range Active Filters (SSC, Vol. 33, No. 12, Dec. 98)		2,5		2,5*4,9	12,3	0,5µm CMOS	1,575 GHz
14	Baltus, Wagemans, Dekker, Hoogstraate, Maas, Tombeur, van Sinder: A 3.5-mW, 2.5-GHz Diversity Receiver and a 1.2-mW, 3.6-GHz VCO in Silicon on Anything (SSC, Vol. 33, No. 12, Dec. 98)	20	4	-20			SOI/SOA	2,5GHz
15	Yamamoto, Moriwaki, Fujii, Otsujii, etc: A 2.2-V Operation, 2.4-GHz Single-Chip GaAs MMIC Transceiver for Wireless Applications (SSC, Vol. 34, No. 4, Apr. 99)	11	1,8	-6,2	3*2,2	6,6	GaAs	2,4 GHz

16	Orsatti, Piazza, Huang: A 20-mA-Receive, 55-mA-Transmit, Signle-Chip GSM Transceiver in 0.25-µm CVMOS (SSC, Vol. 34, No. 12, Dec. 99)	15,3	8,1 SSB	-19	2,5*19,5	9,5	0,25µm CMOS	GSM
17	Harada, Tsukahara, Kodate, Yamagiahi, Yamada: „-GHz RF Front-End Circuits in CMOS/SIMOX O-perating at an Extremely Low Voltage of 0.5 V (SSC, Vol. 35, No. 12 Dec. 00)		3,5			2	0,2µm CMOS/SIMOX	2,5 GHz
18	Shana'a, Linscott, Tyler: Frequency-Scalable SiGe Bipolar RF Front-End Design (SSC, Vol. 36, No. 6, June 01)	17	1,3	-2	2,7*4,5	12,15	Bipolar	1,8 GHz
19	Gramegna, Paparo, Erratico, De Vita: A Sub-1-dB NF +/-2,3-kV ESD-Protected 900-MHz CMOS LNA (SSC, Vol, 36, No, 7, Jul. 01)	13	1	-1,5	1,8 *4,8	8,6	0,35µm RF CMOS	920 MHz
20	Schmidt, Catala: A Universal Dual band LNA Implementation in SiGe Technology for Wireless Applications (SSC, Vol. 36, No. 7, Jul. 01)	17	0,97	-9	3,3*5	16,5	B7HF SiGe	1,8-2 GHz
21	Schmidt, Catala: A Universal Dual band LNA Implementation in SiGe Technology for Wireless Applications (SSC, Vol. 36, No. 7, Jul. 01)	15	1,22	-4,5	3,3*5	16,5	B7HF SiGe	1,8-2 GHz
22	Yamamoto, Heima, Furukawa, Ono, etc: A 2,4-GHz-Band 1,8-V Operation Single-Chip Si-CMOS T/R-MMIC Front-End with a Low Insertion Loss Switch (SSC, Vol, 36, No, 8, Aug. 01)	7,5	4,5		1,8*8	14,4	0,18µm CMOS	2,4 GHz, Bluetooth, WLAN
23	Gatta, Sacchi, Svelto, etc: A 2-dB Noise Figure 900-MHz Differential CMOS LNA (SSC, Vol, 36, No, 10, Oct. 01)	17,5	2	-6	2,7*8	21,6	0,35µm CMOS	900 MHz

24	Abou-Allam, Nisbet, Maliepaard: Low-Voltage 1,9 GHz Front-End Receiver in 0,5µm CMOS Technology (SSC, Vol, 36, No, 10, Oct. 01)	15	1,8		1*25	25	0,5µm CMOS	1,9 GHz, PCS 1900
25	Leroux, Janssens, Steyaert: A 0,8-dB NF ESD-Protected 9-mW CMOS LNA Operating at 1,23 GHz (SSC, Vol, 37, No, 6, June 02)	20	0,8	-11	1,5*6	9	0,25µm CMOS	1,23 GHz
26	Goo, Ahn, Ladwig, Yu, etc: A Noise Optimization Technique for Integrated Low-Noise Amplifiers (SSC, Vol, 37, No, 8, Aug. 02)	8,8	0,9	7,4	2*3,75	7,5	0,24µm CMOS	800 MHz
27	Reynolds, Floyd, Beukema, Zwick, Pfeiffer, Ainspan: A Direct-Conversion Receiver IC for WCDMA Mobile Systems (SSC, Vol. 38, No. 9, Sept. 03)	13,2	1,8	5,6			2,4µm SiGe	1980 MHz
28	Van der Heijden, de Vreede, Burghartz: On the Design of Unilateral Dual-Loop Feedback Low-Noise Amplifiers With Simultaneous Noise, Impeance and IIP3 Match (SSC, Vol, 39, No, 10, Oct. 04)	15	1,3	10	1,5* 2,5	3,75	Si BJT	900 MHz
29	Xin, Sánchez-Sinencio: A GSM LNA Using Mutual-Coupled Degeneration (SSC, Vol. 15, No. 2, Feb. 2005)	17	3,4	-5,1	2,3*5,6	13	0,350µm CMOS	950 MHZ
30	Jussila, Sivonen, Member: A 1.2-V Highly Linear Balanced Noise-Cancelling LNA in 0.13- m CMOS (SSC, Vol. 43, No. 3, Mar. 08)	5,2	3	10,5	1,2*10,5	12,6	0,130µm CMOS	2,1 GHz
31	Fan, Zhang, Sánchez-Sinencio: A Noise Reduction and Linearity Improvement Technique for a Differential Cascode LNA (SSC, Vol. 43, No. 3, Mar. 08)	10	1,87	-2,05	1,8*9	16,2	0,350µm CMOS	2,2 GHz

32	Song,Kim, Han, Choi, Park, Kim: A Sub-2 dB NF Dual-Band CMOS LNA for CDMA/WCDMA Applications (MWC-L, Vol. 18, No. 3, Mar .08)	14,54	1,75	-5,8	1,5*5	7,5	0,130µm CMOS	1,8 GHz
33	Song,Kim, Han, Choi, Park, Kim: A Sub-2 dB NF Dual-Band CMOS LNA for CDMA/WCDMA Applications (MWC-L, Vol. 18, No. 3, Mar. 08)	16,6	1,97	-5,3	1,5*5	7,5	0,130µm CMOS	2,1 GHz
34	Cimino, Lapuyade, Deval, Taris, Bégueret: Design of a 0.9 V 2.45 GHz Self-Testable and Reliability-Enhanced CMOS LNA (SSC Vol. 43, No. 5, May 2008)	15,3	3,34	-10	0,9*5,4	4,9	0,130µm CMOS	2.4 GHz
35	Chen, Liu, Zdravko, Niknejad: A Highly Linear Broadband CMOS LNA Employing Noise and Distortion Cancellation (SSC, Vol. 43, No. 5, May 08)	14,5	2,6	16	1,5*11,6	17,4	0,130µm CMOS	0,8-2,1 GHz
36	Kuo, Kuo, Chueh: Wideband LNA Compatible for Differential and Single-Ended Inputs (MWC-L, Vol. 19, No. 7, July 09)	24	2,9	-0,5	1,2*2,5	2	0,130µm CMOS	1 GHz

6.3 Prototypische Mischer

Nummer	Autoren, Artikel, Erscheinung	G [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	U[V]*I[mA]	P[mW]	Technologie	Frequenz [MHz]
1	Crols, Steyaert: A 1,5 GHz Highly Linear CMOS Downconversion Mixer (SSC, Vol, 30, No, 7, July 95)	18	32	45,2	5*0,26	1,3	1,2µ CMOS	1500
2	Long, Copeland: A 1,9 GHz Low-Voltage Silicon Bipolar Receiver Front-End for Wireless Personal Communication (SSC, Vol, 30, No, 12, Dec. 95)	6,3	13,9	2,3	2,5*1,9	4,75	0,8µm BiC-MOS	1900
3	Stetzler, Post, Havens, Koyama: A 2,7-4,5 V Single Chip GSM Transceiver RF Integrated Circuit (SSC, Vol, 30, No, 12, Dec. 95)	7,3	8,7	0,2			1,5µm Bipolar	900
4	Koizumi, Noma, Tanaka: A GaAs MMIC Chip-Set for Mobile Communications Using On-Chip Ferroelectric Capacitors (SSC, Vol, 31, No, 6, June 96)	12	5	OIP3:15	3,7*7	25,9	GaAs	800
5	Karnicolas: A 2,7-V 900-MHz CMOS LNA and Mixer (SSC, Vol, 31, No, 12, Dec. 96)	8,8	5,8	-4,1	2,5*2,7	6,75	0,5µm CMOS	900
6	Sato, Kashiwagi, Niwano, etc: A 1,9 GHz Single Chip IF Transceiver for Digital Cordless Phones (SSC, Vol, 31, No, 12, Dec. 96)	12	12	-7			0,8 µm BiC-MOS	1900
7	Sullivan, Xavier, Ku: Low Voltage Performance of a Microwave CMOS Gilbert Cell Mixer (SSC, Vol, 32, No, 7, July 97)	10	10	-6	1,8*4,8	8,64	0,8 µm CMOS	1900

8	Sullivan, Xavier, Ku: Low Voltage Performance of a Microwave CMOS Gilbert Cell Mixer (SSC, Vol, 32, No, 7, July 97)	6,5	8,5	-3	3*13,1	39,3	0,8 µm CMOS	1900 Down-converter
9	Behbahani, Fotowat, Navid, etc: A Low Distortion Bipolar Mixer for Low Voltage Direct Up-Conversion and High IF Systems (SSC, Vol, 32, No, 9, Sept. 97)				3*2,5	7,5	1µm BiCMOS	900 Upcon-verter
10	Durec: An Integrated Silicon Bipolar Receiver Sub-system for 900-MHz ISM Band Applications (SSC, Vol, 33, No, 9, Sept. 98)	-2, 2	12	9	4*3	12	Bipolar	900
11	Sheng, Jensen, Larson: A Wide-Bandwidth Si/SiGe HBT Direct Conversion Sub-Harmonic Mixer /Downconverter (SSC, Vol, 35, No, 9, Sept. 00)	20,6	7,8	-3	2,8*3,3	9,24	SI/SiGe HBT	1000 – 2000
12	Harada, Tsukahara, Kodate, etc: 2-GHz RF Front-End Circuits in CMOS/SIMOX Operating at an Extremely Low Voltage of 0,5 V (SSC, Vol, 35, No, 12, Dec. 00)	1,5	19,1	-6 (Vdd=1 V)	0,5*8	4	0,2µm CMOS/SIMOX	2000
13	Bautista, Bastani, Heck: A High IIP2 Downconver-sion Mixer Using Dynamic Matching (SSC, Vol, 35, No, 12, Dec. 00)	19	11	4,9	2,7*2,25	6,08	0,35µm BiC-MOS	815
14	Bautista, Bastani, Heck: A High IIP2 Downconver-sion Mixer Using Dynamic Matching (SSC, Vol, 35, No, 12, Dec. 00)	14,5	12	2,4	2,7*4	10,8	0,35µm CMOS	815
15	Goldfarb, Balboni, Cavey: Even Harmonic Double-Balanced Active Mixer for Use in Direct Conver-sion Receivers (SSC, Vol, 38, No, 10, Oct. 03)	18	8	-6,6	4,2*3	12,6	0,35 SiGe BiCMOS	2100

16	Koh, Park, Kim, etc: Subharmonically Pumped CMOS-Frequency Conversion (Up and Down) Circuits for 2 GHz WCDMA Direct-Conversion Transceiver (SSC, Vol, 39, No, 6, June 04)	20	8,5	4	1,8*13,4	24,1	0,18 CMOS	2100 Down-conversion
17	Koh, Park, Kim, etc: Subharmonically Pumped CMOS-Frequency Conversion (Up and Down) Circuits for 2 GHz WCDMA Direct-Conversion Transceiver (SSC, Vol, 39, No, 6, June 04)	14,5		0,5	1,8*19,4	34,9	0,18 CMOS	2100 Upcon-version
18	Otaka, Ashida, Ishii, etc: A +10-dBm IIP3 SiGe Mixer with IM3 Cancellation Technique (SSC, Vol, 39, No,12, Dec. 04)	8,7	9,8	10	2,9*10,8	31,3	SiGe	870
19	Nam, Lee: High-Performance RF Mixer and Operational Amplifier BiCMOS Circuits Using Parasitic Vertical Bipolar Transistor in CMOS Technology (SSC, Vol,40, No, 2, Feb. 05)	12	7,6	-3,2	1,8*0,9	1,62	0,18µm CMOS mit V-NPN	900
20	Nam, Lee: High-Performance RF Mixer and Operational Amplifier BiCMOS Circuits Using Parasitic Vertical Bipolar Transistor in CMOS Technology (SSC, Vol,40, No, 2, Feb. 05)	12	8,5	-5	1,8*0,9	1,62	0,18µm CMOS mit V-NPN	1800
21	Nam, Lee: High-Performance RF Mixer and Operational Amplifier BiCMOS Circuits Using Parasitic Vertical Bipolar Transistors in CMOS Technology (SSC, Vol, 40, No, 2, Feb. 05)	12	7,6	-3,2	1,8*0,9	1,62	0,18 µm CMOS	900
22	Nam, Lee: High-Performance RF Mixer and Operational Amplifier BiCMOS Circuits Using Parasitic Vertical Bipolar Transistors in CMOS Technology (SSC, Vol, 40, No, 2, Feb. 05)	12	8,5	-5	1,8*0,9	1,62	0,18 µm CMOS	2100

23	Vidojkovic, van der Tang, Leeuwenburgh, etc: A Low-Voltage Folded-Switching Mixer in 0,18µm CMOS (SSC, Vol, 40, No, 6, June 05)	11,9	13,9	-3	1*3,2=3,2	3,2	0,18µm CMOS	2400
24	Vidojkovic, van der Tang, Leeuwenburgh, etc: A Low-Voltage Folded-Switching Mixer in 0,18µm CMOS (SSC, Vol, 40, No, 6, June 05)	15,7	12,9	1	1,8*4,5	8,1	0,18µm CMOS	2400
25	Wang, Chang, Liu, Tsai, Sun, Chang, Lu, Wang: A Low-Power Oscillator Mixer in 0.18- uCMOS Technology (TMTT, Vol. 54, No. 1, Jan. 06)	10,9				0,2	0,18 µm CMOS	5,2 GHz
26	Brandolini, Rossi, Sanzogni, Svelto: A +78 dBm IIP2 CMOS Direct Downconversion Mixer for Fully Integrated UMTS Receivers, (SSC, Vol. 41, No. 3, Mar. 06)	16		9	1,8*4	7,2		
27	Lim, Long: A Low-Voltage Broadband Feedforward-Linearized BJT Mixer (IEEE SSC, Vol. 41, No. 9, Sept. 06)	12,9		14,3	2,2*6	13,2	0,2 µm SiGe BHT	2,4 GHz
28	Do, Boon, Do, Yeo, Cabuk: A Weak-Inversion Low-Power Active Mixer for 2.4 GHz ISM Band Applications (MWC-L, Vol. 19, No. 11, Nov. 09)	32	8,5	-14,5	1,8*0,56	1,008	0,18 µm CMOS	2,4 GHz
29	Le,Han,Lee Lee: Current-Reused Ultra Low Power, Low Noise LNA+Mixer (MWC-L, Vol. 19, No. 11, Nov. 09)	21	6		1,8*0,9	1,62	0,18 µm CMOS	2,4 GHz
30	Liang, Rao, Huang, Chung: A 2.45/5.2 GHz Image Rejection Mixer With New Dual-Band Active Notch Filter (MWC-L, Vol. 19, No. 11, Nov. 09)	10,5	10 (SSB)			10	0,18 µm CMOS	2,45 GHz

6.4 Prototypische Zwischenfrequenzverstärker

Nummer	Autoren, Artikel, Erscheinung	G [dB]	NF [dB]	0IP3 [dBm]	U[V]*I[mA]	P[mW]	Technologie	Frequenz [MHz]
1	Yamaji, Kanou, Itakura: A Temperature Stable CMOS Variable-Gain Amplifier With 80-dB Linearly Controlled Gain Range (SSC, Vol, 37, No, 5, May 02)	80 (-35…55)	8 (Gmax)	IIP3: -28 (Gmax)	2,5*11	27,5	0,25 µm CMOS	30…210
2	Madihian, Fujii, Yoshida, Suzuki, Yamazaki: A 1-10 GHz 0,18µm-CMOS Chipset For Multimode Wireless Applications (May 01)	20	6		2,7*6	16,2	0,18µm CMOS	45 – 800
3	Orsatti, Piazza, Huang: A 0,25 µm CMOS Fully Integrated IF-Baseband-Strip for a Single Superheterodyne GSM Receiver (Sept, 98)	-20…60	3,8		2,5*2,5	6,25	0,25 CMOS	71 MHz
4	Piazzi, Orsatti, Huang: A 0,25 µm CMOS Transceiver Front-End for GSM (May 98)	-20…60 (2 dB Schritte)	7		2,5*2,5	6,25	0,25 CMOS	71 MHZ
5	Chen, Chen, Lee, Juang, Yu, Yang: A Highly Integrated Dual Band Receiver IC for DAB (05)	-2…58	13		3,3*6,41	21,15	0,35 SiGe	38,912 MHz
6	Chen, Chen, Lee, Juang, Yu, Yang: A Highly Integrated Dual Band Receiver IC for DAB (05)	14			3,3*3,97	13,1	0,35 SiGe	38,912 MHz
7	Song, Oh, Cho, Jung: High frequency/high dynamic range CMOS VGA (April 00)	-50…50		-30…20 (IIP3)	3*10,8	32,4	0,35 CMOS	Max, 200MHz
8	Piazza, Orsatti, Huang, Miyakawa: A 2mV/3V 71 MHz IF Am-	-16…+52	8		3*2	6	0,4 CMOS	71 MHz

	plifier in 0,4 µm CMOS Programmable over 80 dB Range							
9	Madihian, Imai, Yoshida, Kinoshita, Yamazaki: L-C-Band Low-Voltage BiCMOS MMIC's for Dual-Mode Cellular-LAN Applications (Nov, 96)	13	2,5		3*2	6	0,4 BiCMOS	1 GHz
10	Stadius, Järviö, Halonen, Paatsila: An Image-Reject Downconverter with Sideband Selection for Double-Conversion Receiver (Sept, 01)	35			5*5	25	0,9 SIGE HBT	200 MHz
11	Durec: An Integrated Silicon Bipolar Receiver Subsystem for 900 MHz ISM Band Applications		7		3*2,1	6,3	0,4 Bipolar	fc=10,7 MHz, BW=300kHz
12	Madihian, Imai, Yoshida, Kinoshita, Tohru: L-C-Band Low-Voltage BiCMOS MMIC's for Dual-Mode Cellular-LNA Applications	13	2,5		2*3	6	0,4 ECL BiCMOS	Fc=400MHz
13	Coffing: A Low-Noise Low-Power IF Amplifier with Input and Output Impedance Matching (Sept, 00)	35,5	5,2	9	2,4*1,31	3,14	0,4 BiCMOS	BW=49 MHz
14	Lin, Liu, Hsu: A Low Distortion And Fast Settling Automatic Gain Control Amplifier in CMOS Technology (Mai 04)		20,4		3*8	24	0,35 CMOS	BW=100 MHz
15	Philips, Dijkmans: A Variable Gain IF Amplifier with -67dBc IM3-Distortion at 1,4Vpp Output in 0,25µm CMOS (Juni, 01)	17			2,7*2,5	6,75	0,25 CMOS	Fc=10,7 MHz, BW=100MHz
16	Kwon, Kim, Song, Cho: Wideband High Dynamic Range	-42…+42			1,8*3	5,4	0,18 CMOS	Fc=350 MHz

	CMOS Variable Gain Amplifier for Low Voltage and Low Power Wireless Applications (Mai, 00)							

6.5 Käufliche Empfänger-Schaltungskomponenten

6.5.1 Rauscharme Eingangsverstärker

Nr.	Hersteller, Nummer, Titel	G [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	U[V]*I[mA]	P[mW]	Frequenz [MHz]
1	Maxim MAX2640: 400MHz to 2500MHz SiGe Ultra-Low-Noise Amplifiers (Feb, 99)	15,1	0,9	-10	3*3,5=10,5	10,5	900
2	Maxim MAX2641: 400MHz to 2500MHz SiGe Ultra-Low-Noise Amplifiers (Feb, 99)	14,4	1,3	-4	3*3,5=10,5	10,5	1900
3	Maxim MAX2642 : 900MHZ SiGe, High IP3, Low-Noise Amplifier (März 00)	16,7	1,35	0	3*7,5=22,5	22,5	900
4	Maxim MAX2643: 900MHZ SiGe, High IP3, Low-Noise Amplifier (März 00)	16,7	1,35	0	3*6,5=19,5	19,5	900
5	Maxim MAX2651: GSM900 and DCS1800/PCS1900 Dual-Band, Low-Noise Amplifiers (Okt, 99)	18	1,2	8,5	3*5,9=17,7	17,7	900
6	Maxim MAX2652: GSM900 and DCS1800/PCS1900 Dual-Band, Low-Noise Amplifiers (Okt, 99)	17,5	1,8	-7	3*7=21	21	1800
7	RF Micro Devices 2363: Dual-Band 3 V Low Noise Amplifier	18	1,3	6	2,8*5=14	14	900
8	RF Micro Devices RF2363: Dual-Band 3 V Low Noise Amplifier	21,5	1,4	0,5	2,8*7,5=21	21	1800
9	RF Micro Devices RF2366: 3 V Low Noise Amplifier	12,5	1,4	14	3*6,5=19,5	19,5	1900
10	RF Micro Devices RF2442: High-Linearity Low Noise Amplifier	19	1,5	3	3*12=36	36	881
11	RF Micro Devices RF2442: High-Linearity Low Noise Amplifier	12	1,5	9	3*12=36	36	1960
12	RF Micro Devices RF2442: High-Linearity Low Noise Amplifier	9	1,5	12	3*12=36	36	2400
13	RF Micro Devices RF2451: 3 V Low Noise Amplifier	12,5	1,6	8	2,7*2,9=7,83	7,8	1900
14	TriQuint TQM3M7001: 802,11a/b/g Low Noise Amplifier Module (Dez, 04)	16,5	1,1	6	3,3*10=33	33	2400
15	TriQuint TQ3632: Low Current, 3V PCS Band CDMA	12,5	1,5	7	2,8*7,5=21	21	1960

	LNA IC (März 00)						
16	TriQuint TQ3631: 3 V PCS Band CDMA LNA IC (Apr, 00)	13	1,5	10	2,8*4,5=12,6	12,6	1960
17	TriQuint TQ3132: Low Current, 3V Cellular Band CDMA/AMPS LNA IC (Apr, 00)	13	1,4	8	2,8*7,5=21	21	881
18	TriQuint TQ3131: 3 V Cellular Band CDMA/AMPS LNA IC (Jan, 00)	13	1,4	10	2,8*10,5=29,4	29,4	881
19	TriQuint TQ3M31: Dual Band LNA: 2,8 V Cellular and PCS Band CDMA/AMPS LNA IC (Jun, 01)	13	1,4	12,5	2,8*10=28	28	881
20	TriQuint TQ3M31: Dual Band LNA: 2,8 V Cellular and PCS Band CDMA/AMPS LNA IC (Jun, 01)	13,5	1,5	9	2,8*11=30,8	30,8	1960
21	STMicroelectronics STB7002: 1,8 GHz Three Gain Level LNA (Jan, 02)	0	9	-4	2,8*11,5=32,2	32,2	1800
22	STMicroelectronics STB7002: 1,8 GHz Three Gain Level LNA (Jan, 02)	18	2,9	-9	2,8*17,5=49	49	1800
23	STMicroelectronics STB7002: 1,8 GHz Three Gain Level LNA (Jan, 02)	26	2,6	-17	2,8*15=42	42	1800
24	ATMEL U7006B DECT SiGe Front End IC with High PAE (Jul, 03)	17	1,8	-15	3,6*8=28,8	28,8	1900
25	ATMEL U7004B DECT SiGe Front End IC (Jul, 03)	19	1,8	-15	3,6*8=28,8	28,8	1900
26	ATMEL T7024: Bluetooth/ISM 2,4 GHz Front-End (Jul, 05)	16	2,1	-14	3*8=24	24	2400

6.5.2 Mischer

Nr.	**Hersteller, Nummer, Titel**	**G [dB]**	**NF [dB]**	**IIP3 [dBm]**	**U[V]*I[mA]**	**P[mW]**	**Frequenz [MHz]**
1	Agilent Technologies IAM-91563: 0,8 – 6 GHz 3 V Downconverter (Nov, 04)	9	8,5	-6	3*9	27	1890
2	ATMEL U2795B: 2,5-GHz Double-balanced Mixer (Jul, 04)	9	10	-4	3*6,2	18,6	100
3	Maxim MAX2680: 400MHz to 2,5GZ, Low-Noise, SiGe Downconversion Mixers (Nov, 98)	11,6	6,3	-12,9	3*5	15	900

4	Maxim MAX2680: 400MHz to 2,5GZ, Low-Noise, SiGe Downconversion Mixers (Nov, 98)	7,6	8,3	-8,2	3*5	15	1950
5	Maxim MAX2680: 400MHz to 2,5GZ, Low-Noise, SiGe Downconversion Mixers (Nov, 98)	7,0	11,7	-6,9	3*5	15	2450
6	Maxim MAX2681: 400MHz to 2,5GHz Low-Noise, SiGe Downconversion Mixers (Nov, 98)	14,2	7,0	-6,1	3*8,7	26,1	900
7	Maxim MAX2681: 400MHz to 2,5GHz Low-Noise, SiGe Downconversion Mixers (Nov, 98)	8,4	11,1	0,5	3*8,7	26,1	1950
8	Maxim MAX2681: 400MHz to 2,5GHz Low-Noise, SiGe Downconversion Mixers (Nov, 98)	7,7	12,7	1,0	3*8,7	26,1	2450
9	Maxim MAX2682: 400MHz to 2,5GZ, Low-Noise, SiGe Downconversion Mixers (Nov, 98)	14,7	6,5	-1,8	3*15	45	900
10	Maxim MAX2682: 400MHz to 2,5GZ, Low-Noise, SiGe Downconversion Mixers (Nov, 98)	10,4	10,2	4,4	3*15	45	1950
11	Maxim MAX2682: 400MHz to 2,5GZ, Low-Noise, SiGe Downconversion Mixers (Nov, 98)	7,9	13,4	3,2	3*15	45	2450
12	TriQuint CMY210: Ultra-Linear Mixer With Integrated LO buffer	-5,7	6 (SSB)	24	3*6	18	808
13	TriQuint CMY211: Linear Mixer with Integrated LO Buffer (Aug, 03)	-6	6 (SSB)	17,5	3*2,5	7,5	808
14	TriQuint TQ5M31: 3 V Downconverter Mixer IC (Mär, 99)	4	8,5	9	2,8*6,2	17,36	1960

6.6 Untersuchung der Weiterentwicklung von Halbleitertechnologien

Die Entwicklung der Halbleitertechnologie hat einen grundlegenden Einfluss auf die Leistungsfähigkeit und damit auch den Leistungsverbrauch von Sendeempfängerschaltungen. Bei einer Untersuchung des Leistungseinsparungspotentials durch betriebsabhängige Steuerung muss auch dieser Einfluss der Technologie-Weiterentwicklung betrachtet werden. Insbesondere interessiert, ob trotz der die Technologie-Weiterentwicklung eine Regelung zur Reduzierung der Verlustleistung sinnvoll und vor allem effektiv bleibt.

Der Trend in der Halbleiterindustrie geht zu immer kleineren Strukturen welche dann auf Grund von geringeren parasitären Kapazitäten und Widerständen größere Ströme und damit auch schnellere Signale und höhere Verstärkungen erreichen können. Das bekannte Gesetz von Moore sagt aus, dass sich die Komplexität von integrierten Schaltungen bei einem Minimum der Kosten der Komponenten jedes Jahr grob um den Faktor zwei erhöht.

6.6.1 Technologie-Roadmap für Halbleiter

Anforderungen und Abschätzung der Leistungsfähigkeit von Halbleitern für die Zukunft werden in der ITRS (International Roadmap for Semiconductors) jährlich veröffentlicht. Es werden dort die Trends für die nächsten 15 Jahre vorhergesagt. Diese Roadmap wird im Auftrag von verschiedenen internationalen Verbänden der Halbleiterindustrie (SIA – Semiconductor Industry Association) erstellt. Der Zweck ist die Protokollierung der aktuellen und zukünftigen Parameter von einzelnen Bauteilen und ganzen Schaltungen, und zwar mit einer Unterscheidung zwischen verschiedenen Anwendungen wie LNA, DRAMs oder Synthesizer. Ebenso wird angeben, ob es bereits Realisierungen dieser Bauteile und Baugruppen gibt, diese eventuell schon optimiert werden oder ob noch jede technische Realisierung fehlt. Für die drahtlose Telekommunikation wird ein spezieller Buchband (Radio Frequency and Analog/Mixed-Signal Technologies for Wireless Communications [ITRS07]) erstellt, der sich mit Bauteilen und Funktionsgruppen für diese Anwendung befasst. Hier ist beispielsweise ein NMOS-Transistor für analoge, hochfrequente Schaltungen verzeichnet, das so genannte „Analog Speed Device", für den für die folgenden Jahre die Parameter in Tabelle 28 vorhergesagt werden. Ebenso sind dort die zukünftigen Parameter für einen analogen Präzisions-Transistor, das so genannte „Analog Precision Device" prognostiziert [ITRS07]

produzierbare Lösungen existieren und werden optimiert	
produzierbare Lösungen sind bekannt	
Vorläufige Lösungen sind bekannt	
produzierbare Lösungen sind nicht bekannt	

Tabelle 26: Legende zu Tabelle 27 und Tabelle 28

		2007	**2008**	**2009**	**2010**	**2011**	**2012**	**2013**	**2014**	**2015**
Strukturweite	(nm)	65	57	50	45	40	35	32	28	25
NMOS Analog Speed Device	U_{dd} (V)	1.2	1.1	1.1	1	1	1	1	0.95	0.85
	T_{ox} (nm)	2	1.9	1.6	1.5	1.4	1.3	1.2	1.1	1.1
	I_{ds} (µA/µm)	13	11	9	8	7	6	6	5	4
	Peak F_t (GHz)	170	200	240	280	320	360	400	440	490
	Peak F_{max} (GHz)	200	240	290	340	390	440	510	560	630
	NF_{min} (dB)	0.25	0.22	0.2	<0.2	<0.2	<0.2	<0.2	<0.2	<0.2
NMOS Analog Precision Device	U_{dd} (V)	2.5	2.5	2.5	1.8	1.8	1.8	1.8	1.8	1.8
	T_{ox} (nm)	5	5	5	3	3	3	3	3	3
	Peak F_t (GHz)	40	40	40	50	50	50	50	50	50
	Peak F_{max} (GHz)	70	70	70	90	90	90	90	90	90

Tabelle 27: Auszug aus der "International Roadmap for Semiconductor" für unterschiedliche NMOS Transistoren [ITRS07]

		2016	2017	2018	2019	2020	2021	2022
Strukturweite	(nm)	22	20	18	16	14	13	11
NMOS Analog Speed Device	U_{dd} (V)	0.8	0.8	0.8	0.8	0.75	0.75	0.7
	T_{ox} (nm)	1.1	1.1	1	1	0.9	0.9	0.8
	I_{ds} (µA/µm)	4	3	3	3	2	2	2
	Peak F_t (GHz)	550	630	670	730	790	870	870
	Peak F_{max} (GHz)	710	820	880	960	1050	1160	1160
	NF_{min} (dB)	<0.2	<0.2	<0.2	<0.2	<0.2	<0.2	<0.2
NMOS Analog Precision Device	U_{dd} (V)	1.8	1.8	1.8	1.5	1.5	1.5	1.5
	T_{ox} (nm)	3	3	3	2.6	2.6	2.6	2.6
	Peak F_t (GHz)	50	50	50	70	70	70	70
	Peak F_{max} (GHz)	90	90	90	120	120	120	120

Tabelle 28: Auszug aus der "International Roadmap for Semiconductor" für unterschiedliche NMOS Transistoren [ITRS07]

Tabelle 26 zeigt was die farblichen Hinterlegungen in den Roadmaps bedeuten. Wichtig ist anzumerken, dass für Transistoren nicht alle tabellarisierten Parameter hier gezeigt werden. Für die Entwicklung der Kenngrößen Rauschen, Verstärkung oder Anpassung soll auf die Orginaldokumente [ITRS07] verwiesen werden.

6.6.2 Technologieskalierung

Wird die Veränderung der Halbleiter-Technologieparameter durch Multiplikation und Division mit einer Konstanten beschrieben, so spricht man von Technologieskalierung. Die Skalierbarkeit von MOSFETs ermöglicht es Vorhersagen über das Verhalten der Transistoren zu machen, wenn die Bauelemente verkleinert werden [Raz01][Ten00].

Man unterscheidet zwischen Konstant-Feld-Skalierung und Konstant-Spannungs-Skalierung. Bei der Konstant-Feld-Skalierung, die auch als ideale Skalierung bezeichnet wird, werden alle Abmessungen und alle Spannungen durch einen Faktor s dividiert. Außerdem werden alle Dotierungen um den Faktor s erhöht. Da die Dimensionen und die Spannungen gleich

skaliert werden, bleiben die elektromagnetischen Felder im Bauteil konstant. Daher spricht man Konstant-Feld-Skalierung. Bei der Konstant-Spannungs-Skalierung bleiben dagegen die Spannungen konstant und es werden nur die Dotierungen und die Abmessungen skaliert [Raz01][Ten00].

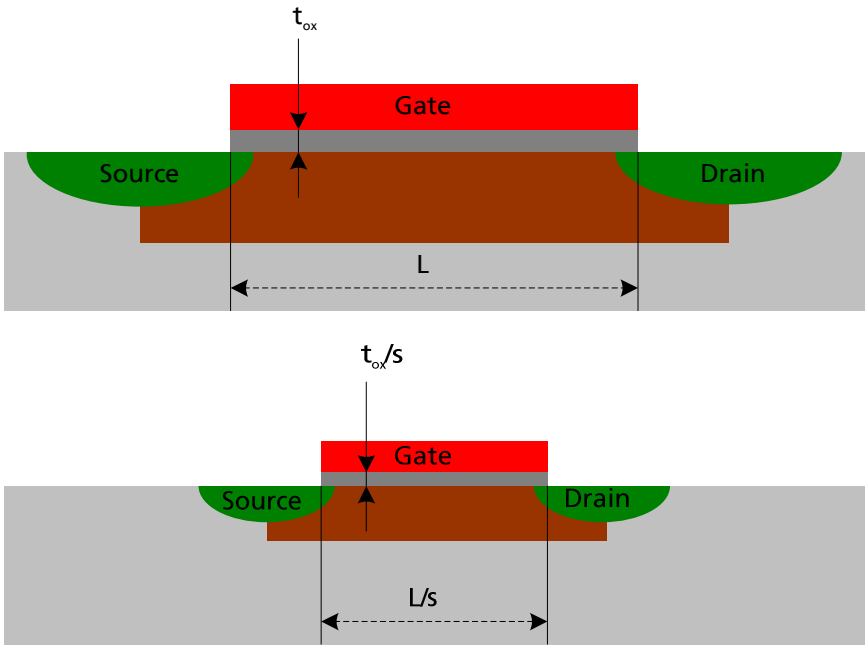


Abbildung 85: Ideale Skalierung eines NMOS-Transistors

Für den Drain-Strom und die Oxidschichtkapazität eines MOSFETs gilt:

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot (U_{GS} - U_S)^2$$

$$C_{OX} = \frac{\varepsilon_{OX}}{t_{OX}}$$

Hier bezeichnet μ_n die Ladungsträgermobilität in Quadratmeter pro Voltsekunden, C_{OX} die Oxidschichtkapazität in Farad pro Quadratmeter, W die Weite und L die Länge des Transistors, U_{GS} die Gate-Source-Spannung und U_S die Schwellenspannung. Setzt man die skalierten Größen der Konstant-Feld-Skalierung in die Gleichung für die Oxidschichtkapazität und den Drain-Strom des MOSFETs ein, ergeben sich die folgenden Zusammenhänge:

$$C_{OX,Sk} = \frac{\varepsilon_{OX}}{t_{OX} / s}$$

$$C_{OX,Sk} = s \cdot C_{OX}$$

$$I_{D,Sk} = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot (sC_{OX}) \cdot \left(\frac{W/s}{L/s} \right) \cdot \left(\frac{U_{GS}}{s} - \frac{U_S}{s} \right)^2$$

$$I_{D,Sk} = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot \left(\frac{W}{L} \right) \cdot (U_{GS} - U_S)^2$$

$$I_{D,Sk} = \frac{1}{s} \cdot I_D$$

Hieraus ist ersichtlich, dass sich der Drain-Strom um den Faktor 1/s verringert. Ein Vorteil der Skalierung ist die Reduzierung der Kapazitäten der Transistoren, was durch Einsetzen der skalierten Größen in die Formel für die Transistorkapazität

$$C = W \cdot L \cdot C_{OX}$$

deutlich wird:

$$C_{Sk} = \frac{W}{s} \cdot \frac{L}{s} \cdot (sC_{OX}) = \frac{1}{s} \cdot WLC_{OX}$$

$$C_{Sk} = \frac{1}{s} \cdot C$$

Dies ist besonders bei hochfrequenten und schnellen digitalen Schaltungen von Bedeutung. Da sich der Drain-Strom reduziert, ist es nun von Interesse, wie sich die Verstärkung der Transistoren verändert. Durch Einsetzen der skalierten Größen in die Transkonduktanzgleichung erhält man:

$$g_{m,Sk} = \frac{1}{2} \cdot \mu_n \cdot (sC_{OX}) \cdot \left(\frac{W/s}{L/s} \right) \cdot \left(\frac{U_{GS}}{s} - \frac{U_S}{s} \right)$$

$$g_{m,Sk} = g_m$$

So bleibt die Verstärkung konstant, wobei sich der Drain- und damit der Versorgungsstrom um den Skalierungsfaktor 1/s verringert. Neben einer Reduzierung des Platzbedarfs auf Grund der kleineren Transistorgeometrien werden also Leistungsverbrauch und parasitäre Kapazitäten verringert.

Nachteilig wirkt sich die Skalierung der Versorgungsspannung auf dem Dynamikbereich aus, der dadurch ebenfalls mit 1/s skaliert wird. Der Leistungsverbrauch von analogen Schaltungen verringert sich auf Grund von

$$(U_{dd} / s) \cdot (I_{dd} / s) = U_{dd} \cdot I_{dd} / s^2$$

mit dem Faktor $1/s^2$. Wird die Versorgungsspannung nicht reduziert, um den für analoge Schaltungen oft wichtigen Dynamikbereich zu erhalten, bleibt eine Reduzierung des Leistungsverbrauchs um den Faktor $1/s$. Nimmt man eine Reduzierung des Dynamikbereichs auf Grund reduzierter Versorgungsspannung in Kauf, kann durch Erhöhung der Verstärkung der Dynamikbereich wieder zurück gewonnen werden. Dazu muss jedoch die Transkonduktanz um den Faktor s^2 erhöht werden, da Rauschspannungen und Rauschströme mit $\sqrt{g_m}$ skaliert werden. Dies lässt sich aus dem Ausdruck für das Kanalrauschen bei MOSFETs

$$\bar{I}_n^2 = 4kT\gamma g_m$$

ablesen [Raz01]. Aus der Formel für die Transkonduktanz

$$g_m = \frac{2I_D}{U_{GS} - U_S}$$

und der Tatsache, dass die Spannungen um 1/s herunterskaliert werden, ergibt sich dass der Drain-Strom I_D um s hochskaliert werden muss, um eine Skalierung der Transkonduktanz um s^2 zu erreichen. Somit ergibt sich für die Leistung

$$(U_{dd} / s) \cdot (I_{dd} \cdot s) = U_{dd} \cdot I_{dd}$$

Es wird deutlich, dass die Leistung konstant bleibt, wenn wegen der Skalierung der Versorgungsspannung auch die Verstärkung skaliert werden muss um den Dynamikbereich zu erhalten. Außerdem müsste wegen dem Zusammenhang

$$g_m = \mu \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot (U_{GS} - U_S)$$

und der Tatsache, dass C_{OX} mit s hochskaliert wird, L und die Spannungen mit $1/s$ herunterskaliert werden, W mit s hochskaliert werden, wenn die Transkonduktanz um Faktor s^2 erhöht werden soll. Das würde zu einer Erhöhung der Kapazitäten nach

$$(sW)\cdot(L/s)\cdot(sC_{Ox}) = sWLC_{Ox}$$

führen [Raz01]. Das ideale Konstant-Feld-Skalieren bei konstantem Dynamikbereich bedeutet für analoge Schaltungen also eine Erhöhung der Kapazitäten bei konstanter Leistung.

Die heutige Praxis hat sich wesentlich von der Konstant-Feld-Skalierung entfernt. Die Spannungen haben sich nicht so stark wie die Strukturgrößen reduziert. Man beobachtet eine Skalierung der Oxidschichtdicke t_{OX} und der minimalen Gate-Länge L um 1/s, dagegen eine Reduzierung der Spannungen um den Faktor $1/\sqrt{s}$. Speziell die Zunahme der Leckströme auf Grund kleinerer Strukturweiten und Oxidschichtdicke hat dazu geführt, dass die Schwellenspannung nicht so stark wie die Geometrie skaliert wurde. Weiterhin soll durch geringere Skalierung der Versorgungsspannung noch genug Aussteuerspannung zur Verfügung stehen. Daraus ergibt sich für die Transkonduktanz

$$g_{m,Sk} = \mu\cdot(sC_{OX})\frac{W/s}{L/s}\cdot\frac{U_{GS}-U_S}{\sqrt{s}}$$

$$g_{m,Sk} = \sqrt{s}\cdot g_m$$

und für den Strom (siehe Abbildung 86)

$$I_{D,Sk} = \frac{1}{2}\cdot\mu_n\cdot(sC_{OX})\cdot\frac{W/s}{L/s}\cdot\frac{1}{s}(U_{GS}-U_S)^2$$

$$I_{D,Sk} = I_D$$

Das heißt die Verstärkung erhöht sich um den Faktor $\sqrt{s}$ und der Strom bleibt konstant. Da die Spannungen mit $1/\sqrt{s}$ skaliert werden, trifft dies auch für Verlustleistung P zu.

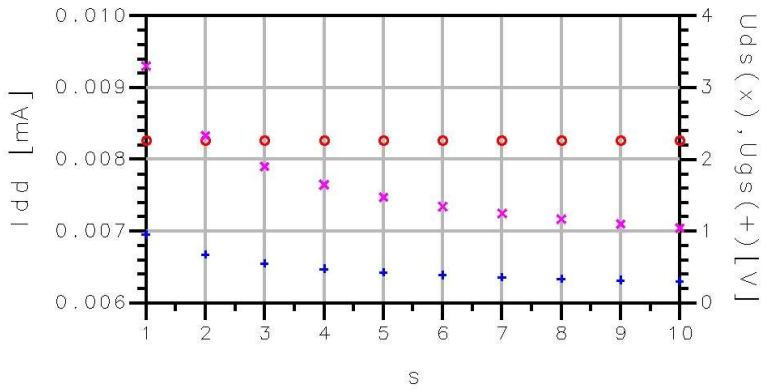


Abbildung 86: Drain-Strom I_{dd} (Kreise), Drain-Source-Spannung U_{ds} (Kreuze) und Gate-Source-Spannung U_{GS} (Plus) des skalierten Transistors in Abhängigkeit des Skalierungsfaktor s

Die Grenze der Technologieskalierung stellen die Genauigkeit und Auflösung der Herstellungsmethoden, speziell der Lithografie dar. Weiterhin sind die Kurzkanaleffekte und die Zunahme der Leckströme ein Problem bei immer kleineren Strukturweiten. Kurzkanaleffekte sind vor allem die Kanal-Längen-Modulation, bei der die Länge des Kanals bei kleinem L und großer Drain-Source-Spannung von der Drain-Source-Spannung abhängig wird. Das bedeutet, dass der Drain-Strom abhängig von der Drain-Source-Spannung wird und es eine endliche Steigung im Sättigungsbereich der Kennlinie des Drain-Stroms gibt. Somit ist der MOSFET im Sättigungsbereich keine ideale Stromquelle mehr [BAFL09][Raz01].

Experten sagen eine Grenze bei 22 bis 30 nm voraus, wo man Oxiddicken von 1 bis 1,5 nm erreichen wird. Speziell die Leckströme stellen bei digitalen Schaltungen ein Problem dar, die im Idealfall nur Strom bei Schaltvorgängen benötigen. Diese Leckströme hängen exponentiell von der Schwellenspannung ab und erhöhen so die statische Verlustleistung bei digitalen Schaltungen und geringeren Schwellenspannungen signifikant. Bei analogen Schaltungen, die meist nur bei der Verarbeitung von kontinuierlichen Signalen aktiviert sind, stellen Leckströme kein Problem dar [Mal06][Rai05][Raz01][Ten00][BAFL09].

Parameter	Konstant-Feld-Skalierung	Konstant-Spannungs-Skalierung
W, L, t_{ox}	1/s	1/s
U_{dd}, U_s	1/s	1
N	s	s
C	1/s	1/s
g_m	1	S
I_d	1/s	S
P	1/s^2	S

Tabelle 29: Vergleich von unterschiedlichen Skalierungsarten und deren Auswirkung auf die Schaltungsparameter

7 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Typische Sendeempfänger-Architektur 10
Abbildung 2: Verwendung unterschiedlicher Betriebszustände durch direkte Steuerung 13
Abbildung 3: Verwendung unterschiedlicher Betriebszustände mit Hilfe von Spannungsreglern 14
Abbildung 4: Automatische Verstärkungsregelung mit Leistungsspannungs-Konverter vor der Demodulation 18
Abbildung 5: Automatische Verstärkungsregelung durch die digitale Basisbandverarbeitung nach der Demodulation 18
Abbildung 6: Closed-Loop Leistungsregelung einer Sendeendstufe 21
Abbildung 7: Open-Loop Leistungsregelung einer Sendeendstufe 21
Abbildung 8: Verwendung von unterschiedlichen Versorgungsspannungen 25
Abbildung 9: Einfacher Dioden-Detektor 27
Abbildung 10: Ideale Übertragungskennlinie des Logarithmischen Verstärkers 29
Abbildung 11: Blockschaltbild eines Logarithmischen Verstärkers 30
Abbildung 12: Thermische RMS-DC-Wandlung 31
Abbildung 13: Explizite RMS-DC-Wandlung 31
Abbildung 14: Implizite RMS-Berechnung 32
Abbildung 15: Zwei Quadrierer-Architektur 33
Abbildung 16: Mehrwegeausbreitung 36
Abbildung 17: Bereiche im Mobilfunk [Sor1] 36
Abbildung 18: Empfangsleistung P_e einiger Kommunikationsstandards (vgl. Tabelle 2) nach der Friis-Formel 38
Abbildung 19: Ausbreitungsdämpfung a und Empfangsleistung P_e als Funktion des Abstandes d zur Basisstation bei einer kleinen bzw. mittleren Stadt und 100 W (50 dBm an 50 Ohm) Sendeleistung (EIRP=1 kW) mit 10 dB Antennengewinn bei Sender und Empfänger (h_b=10 m, h_m=2 m) 40
Abbildung 20: Geometrische Verhältnisse beim Zweistrahlen-Modell 42
Abbildung 21: Entfernungsabhängige Empfangsleistung (f=900 MHz, h_b=20 m, h_m=1,8 m) 42
Abbildung 22: Direktes und indirektes Signal beim Zwei-Wege-Modell 43
Abbildung 23: Rayleigh-Verteilung, Sigma=1 45
Abbildung 24: LCR und AFD für einen Schwellwert von – 80 dBm bei -50 dBm mittlerer Empfangsleistung 48
Abbildung 25: Zeitverhältnisse bei GSM [Meh97] 50
Abbildung 26: Leistungs-Zeit-Maske für GSM [RWO95] 51
Abbildung 27: Vorgehensweise bei der Bestimmung des Einsparpotentials von regelbaren Empfängerkomponenten 54
Abbildung 28: Anstiegs- und Abfallsflanke des Signals zur Bestimmung der Anstiegszeit aus der ANFD 59
Abbildung 29: ANFD und D für den Empfangsmittelwert von -80 dBm bis -60 dBm 60
Abbildung 30: Regelungskonzept für dem LNA [Foe03] 64
Abbildung 31: Aufbau eines Superheterodyne-Empfängers 64
Abbildung 32: Empfängerzug mit Auskoppelpunkten (a,b,c,d) 65
Abbildung 33: Richtkoppler 66
Abbildung 34: Operationsverstärker als Regler 67
Abbildung 35: Beispiel-Regelkreis für den LNA auf dem Demonstrator 68
Abbildung 36: Blockschaltbild des Demonstrators mit allen Regelschleifen 69
Abbildung 37: Platine des Demonstrators – GSM900 Empfangszug 70
Abbildung 38: Anpassungsnetzwerke für den RMS-DC-Wandler im Bereich 1800 MHz 71
Abbildung 39: Messergebnisse des RMS-DC-Wandlers bei 1844,2 MHz 72
Abbildung 40: Messergebnisse des RMS-DC-Wandlers bei 225 MHz 73
Abbildung 41: Zusammenhang zwischen der Verstärkung des LNAs G_{LNA} und dem externen Widerstand R_{BIAS} 74
Abbildung 42: Empfangszug mit Auskoppelpunkten und Regelschleifen 75
Abbildung 43: Pegel am Punkt 5 in Abhängigkeit des Eingangssignals U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt b 76
Abbildung 44: Stromaufnahme des LNAs in Abhängigkeit des Eingangssignals U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt b 76
Abbildung 45: ZF_a Pegel in Abhängigkeit des Eingangspegels U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt c 77

Abbildung 46: Stromaufnahme des LNAs in Abhängigkeit des Eingangssignal U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt c 78
Abbildung 47: Zusammenhang zwischen der Verstärkung des LNAs G_{LNA} und den externen Widerständen R_{BIAS} und R_{LNA} 79
Abbildung 48: Empfangszug mit Auskoppelpunkten 80
Abbildung 49: Pegel am Punkt 5 in Abhängigkeit des Eingangspegels U_{e_rms} des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt b 81
Abbildung 50: Stromaufnahme von LNA und Mischer in Abhängigkeit des Eingangssignals des LNAs am Punkt HF_e, Regelung mit Auskoppelpunkt b 82
Abbildung 51: Kaskodeverstärker mit passiver (links) und aktiver (rechts) Last 86
Abbildung 52: Frequenzgang der Verstärkung G des Kaskodeverstärkers bei unterschiedlichen Werten der Vorspannung U_b (in Volt) des Kaskodetransistors 90
Abbildung 53: Stromverbrauch I_{dd} des Kaskodeverstärkers als Funktion der Vorspannung U_b des Kaskodetransistors bei 3,3 V Versorgungsspannung 91
Abbildung 54: Versorgungsleistung P des Kaskodeverstärkers als Funktion der Verstärkung G 92
Abbildung 55: Modellierung des Rauschens als Spannungs- und Stromquelle 93
Abbildung 56: Rauschfreier MOSFET mit paralleler Rauschquelle 93
Abbildung 57: Übergang von Flicker-Rauschen und thermischem Rauschen im Frequenzbereich 94
Abbildung 58: Rauschquellen der Source-Schaltung 95
Abbildung 59: Kaskodeschaltung 96
Abbildung 60: Versorgungsleistung P des Kaskodeverstärkers als Funktion der Rauschzahl NF 97
Abbildung 61: Kaskodeverstärker mit L-Degeneration und induktiver Last 100
Abbildung 62: Frequenzgang des Kaskodeverstärkers mit L-Degeneration bei unterschiedlichen Werten der Vorspannung U_b (in Volt) 102
Abbildung 63: Stromverbrauch des Kaskodeverstärkers mit L-Degeneration als Funktion der Vorspannung U_b 102
Abbildung 64: Versorgungsleistung des Kaskodeverstärkers mit L-Degeneration als Funktion der Verstärkung G 102
Abbildung 65: Versorgungsleistung des Kaskodeverstärkers mit L-Degeneration als Funktion der Rauschzahl NF 103
Abbildung 66: Blockschaltbild des Simulationsmodells 104
Abbildung 67: Simulationsergebnisse des geregelten Kaskodeverstärkers (Wechselspannungsanteil des Eingangssignals, RMS-Wert des Ausgangssignals, Versorgungsstrom über der Zeit [von oben nach unten]) 107
Abbildung 68: Versorgungsstrom I_{dd} über dem Eingangspegel U_{e_rms} des geregelten Kaskodeverstärkers 108
Abbildung 69: Simulierte Empfängerstruktur bei der Pegelplananalyse 109
Abbildung 70: Signal-Rauschleistungsverhältnis SNR bei maximaler (G=10 dB, NF=2 dB) und minimaler Verstärkung (G=-20 dB, NF=28 dB) des LNAs an unterschiedlichen Stellen des Empfängers (Eingangssignal Pe=-72 dBm) 112
Abbildung 71: Rauschzahl NF bei maximaler (G=10 dB, NF=2 dB) und minimaler Verstärkung (G=-20 dB, NF=28 dB) des LNAs an unterschiedlichen Stellen des Empfängers (Eingangssignal Pe=-72 dBm) 112
Abbildung 72: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion p des Eingangssignals U_{e_rms} 115
Abbildung 73: Verlustleistung P des Kaskodeverstärkers in Abhängigkeit des Eingangssignals U_{e_rms} 115
Abbildung 74: Produkt aus Verlustleistung des Kaskodeverstärkers und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Eingangssignals 117
Abbildung 75: Versorgungsstrom I_{dd} (Kreise) und Verstärkung G (Kreuze) des Kaskodeverstärkers (ohne Anpassung) bei Skalierung bis s=20 120
Abbildung 76: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion p des Eingangssignals Ue_rms 121
Abbildung 77: Produkt aus Verlustleistung und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Kaskodeverstärkers für den Skalierungswert s=10 122
Abbildung 78: Produkt aus Verlustleistung und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Kaskodeverstärkers für den Skalierungswert s=20 122
Abbildung 79: Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten prototypischen LNA-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.2), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert 131
Abbildung 80: Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten prototypischen Mischer-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.3), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert 133
Abbildung 81 Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten prototypischen ZF-Verstärker-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.4), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert 134
Abbildung 82: Mittelwerte der Leistung der verschiedenen prototypischen Empfänger-Komponenten .. 135

Abbildung 83: Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten käuflichen LNA-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.1.1.1), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert 137
Abbildung 84: Verstärkung (G), Rauschzahl (NF) und Verlustleistung (P) der untersuchten käuflichen Mischer-ICs (Nummer siehe Kapitel 6.1.1.1), aufsteigend nach dem Betrag der Verlustleistung sortiert. 137
Abbildung 85: Ideale Skalierung eines NMOS-Transistors 157
Abbildung 86: Drain-Strom I_{dd} (Kreise), Drain-Source-Spannung U_{ds} (Kreuze) und Gate-Source-Spannung U_{GS} (Plus) des skalierten Transistors in Abhängigkeit des Skalierungsfaktor s 161

8 Verzeichnis der Formelzeichen und Symbole

Bemerkung: Alle Spannungen sind falls nicht anders bezeichnet auf Masse bezogen

A	*Verstärkung (linear)*
ADC	*Analog-Digital-Konverter*
AFD	*Average Fade Duration*
AGC	*Automatische Verstärkungskontrolle (Automatic Gain Control)*
ANFD	*Average Non-Fade Duration*
ASK	*Amplitude Shift Keying*
Avg	*Mittelwert*
a	*Dämpfung*
BB	*Basisbandverarbeitung*
BER	*Bitfehlerrate (Bit Error Rate)*
C_{ox}	*Oxidschichtkapazität*
c	*Lichtgeschwindigkeit*
D	*Diode*
DC	*Gleichspannung (Direct Current)*
D_d	*Isolationsdämpfung*
DAC	*Digital-Analog-Konverter*
DECT	*Digital Enhanced Cordless Telephone*
DSB	*Zwei-Seiten Band (Double Side Band)*
d	*Abstand*
EIRP	*Effective Isotropic Radiated Power*
ETSI	*European Telecommunications Standards Institute*
F	*Rauschzahl (linear)*
F_{tot}	*Gesamtrauschzahl (linear)*
f	*Frequenz*
f_0	*Mittenfrequenz*
f_m	*Dopplerfrequenz*
GSM	*Global System for Mobile Communication*
G	*Verstärkung, Gewinn (logarithmisch)*
G_E	*Gewinn des Empfängers*
G_S	*Gewinn des Senders*
G_{tot}	*Gesamtverstärkung*
g_m	*Transkonduktanz, Steilheit*
IEEE	*Institute for Electrical and Electronical Engineering*
HF_a	*HF-Ausgangsleistung*
HF_e	*HF-Eingangsleistung*
h_b	*Höhe der Basisstation*
h_m	*Höhe der Mobilstation*
I	*Strom*
I_D	*Drainstrom*
I_{dd}	*Versorgungsstrom*
I_r	*Rauschstrom*
IIP3	*Eingangsintermodulationspunkt dritter Ordnung*
$IIP3_{tot}$	*Gesamt-IIP3*
ISM	*Industrial, Science and Medicine*
ITRS	*International Roadmap for Semiconductors*

k	*Boltzmannkonstante*
L	*Transistorlänge*
LCR	*Level Crossing Rate*
LNA	*rauscharmer Verstärker (Low Noise Amplifier)*
LO	*Lokaloszillator*
N	*Halbleiterdotierung*
NF	*Rauschzahl (logarithmisch)*
NF_{tot}	*Gesamtrauschzahl (logarithmisch)*
O1dBCP	*Ausgangs 1dB-Kompressionspunkt (Output 1dB Compression Point)*
PAE	*Power-Added Efficiency*
PA	*Leistungsverstärker (Power Amplifier)*
P, Pr	*Wahrscheinlichkeit*
P	*Leistung*
P_a	*Ausgangsleistung*
PDA	*Personal Digital Assistant*
P_e	*Eingangsleistung*
P_k	*Leistung über Koppelpfad*
P_0	*Interceptpunkt der Leistung*
P_s	*Leistung über Sperrpfad*
P_v	*Verlustleistung*
p	*Wahrscheinlichkeitsdichte*
R	*Widerstand*
R	*Augenblicksamplitude*
R_{Bias}	*Vorwiderstand*
RF	*Radio-Frequenz*
RSSI	*Empfangssignalstärke-Erkennung (Receive Signal Strength Indicator)*
R_x	*Empfänger (Receiver)*
S	*Signalleistung*
s	*Skalierungsfaktor*
SIA	*Semiconductor Industry Association*
SSB	*Ein-Seiten Band (Single-Side Band)*
SNR	*Signalrauschleistungsverhältnis (Signal-to-Noise Ratio)*
T	*Periode*
T	*Temperatur*
Th	*Thermokoppler*
t_{ox}	*Oxidschichtdicke*
T_X	*Sender (Transmitter)*
U	*beliebig von der Zeit abhängige Spannung einschließlich Gleichspannung, falls nicht anders bezeichnet auf Masse bezogen*
u	*Wechselspannung ohne Gleichspannungsanteil*
$\hat{U}$	*Amplitude einer sinusförmigen Wechselspannung*
$\underline{U}$	*komplexe Spannungsamplitude*
U_a	*Ausgangsspannung*
U_b	*Vor- (Bias) Spannung*
U_e	*Eingangsspannung*
U_{GS}	*Gate-Source-Spannung*
U_{dd}	*Versorgungsspannung*
U_r	*Rauschspannung*
U_{rms}	*RMS-Wert der Spannung*
U_s	*Schwellenspannung*
U_{spitze}	*Spitzenwert der Spannung*
U_x	*Intercept-Spannung*

U_y	*Slope-Spannung*
U_{st}	*Steuerspannung*
v	*Geschwindigkeit*
W	*Transistorweite*
ZF	*Zwischenfrequenz*
ZF_a	*Zwischenfrequenzausgangsleistung*
ε_{OX}	*Permittivitätszahl der Oxidschicht*
λ	*Wellenlänge*
μ	*Ladungsträgermobilität*
μ	*Erwartungswert*
μ_n	*Elektronenmobilität*
μ_0	*magnetische Feldkonstante*
σ	*Standardabweichung, zeitlicher Mittelwert der Empfangsamplitude*

9 Literatur

[AD95] ANALOG DEVICES: „Power Detection Options –A Comparison"; TruPwr Detection...An IC Solution That Gives You RMS to DC Conversion at RF; 1995.

[AD98] ANALOG DEVICES: „Controlling RF Power Transmission using a Demodulating Logarithmic Amplifier", Extract from „Demodulating Logamps Bolster Wide-Dynamic-Range Measurements", Microwaves&RF, March 1998.

[AD99-1] ANALOG DEVICES: „Ask the Applications Engineer – 28"; Analogue Dialogue 33-3; 1999;

[AD99-2] ANALOG DEVICES: „Low Cost DC-500 MHz, 92 dB Logarithmic Amplifier", 1999.

[AD99-3] ANALOG DEVICES: „Low Cost DC-500 MHz, 92 dB Logarithmic Amplifier", 1999. [AD99-3] ANALOG DEVICES: „Low Cost DC-500 MHz, 92 dB Logarithmic Amplifier", 1999. [AD99-3] ANALOG DEVICES: „Low Cost DC-500 MHz, 92 dB Logarithmic Amplifier", 1999.

[AD01] ANALOG DEVICES: „Effect of Signal Waveform on the Transfer Function of a Logarithmic Amplifier", by Barrie Gilbert, Eamon Nash, Technical Info, 1995 – 2001.

[Bau1] G. Bauer: Vorlesungsscript zur Vorlesung „Grundlagen der Nachrichtentechnik", Technische Universität Darmstadt, Institut für Hochfrequenztechnik.

[Bei04] O. Beier: "Untersuchung und Optimierung von Regelschleifen an GSM-Empfänger-Ketten", Diplomarbeit Fachhochschule Konstanz, Oktober, 2004.

[BAFL09] D. Bol, R. Ambroise, D. Flandre, J. Legat: Interests and Limitations of Technology Scaling for Subthreshold Logic, IEEE Transactions on very large scale integration (VLSI) systems, Vol. 17, No. 10, October 2009.

[CFS1] B. Clarke, M. Fazio, D. Scott: „RMS-to-DC Converters Ease Measurement Tasks", ANALOG DEVICES Application Note AN-268, Norwood, Massachusetts.

[DEC1] DECT – Die Funkübertragung, http://home/tiscali.de/kozlik/dect_radio.html

[EMC1] Addressing the Risk of EMC Problems with Mobile Radio Transmission, http://www.ce-mag.com/archive/200/sepoct/flintoft.htm

[Erst84] S. J. Erst: "Receiving System Design", ARTECH HOUSE INC., Norwood, MA, 1984.

[Foe03] F. Förster: "Entwicklung eines Hardware-Demonstrators und eines Simulationsmodells für dynamisches Power Management in mobilen Endgeräten", Diplomarbeit am Lehrstuhl für Informationstechnik mit dem Schwerpunkt Kommunikationselektronik, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Februar 2003.

[GaAs1] GaAsTEK Application Note AP1001: „Gate Bias Power Control Using The MAX853 Negative Voltage Generator".

[GaAs2] GaAsTEK Application Note AP1002: „RF Power Amplifier Rmp On/Off Circuit For DECT Applications", 1998.

[GM1] P. Gray, R. Meyer: „Future Directions in Silicon ICs for RF Personal Communications", Electrical Engineering and Computer Sciences, Universität of California, Berkley.

[Haa1] W.-D. Haas, Fachhochschule Oldenburg Ostfriesland Wilhelmshafen: „Mehrwegeausbreitung ohne Sichtverbindung".

[HAE06] H.Hassan, M. Anis, M. Elmasry: Impact of Technology Scaling on RF CMOS, Electrical and Computer Engineering Deartment, University of Waterloo, Waterloo ON Canada N2L 3G1, Microelectronics Journal 37 (2006).

[HCW00] Huang, P., Chen, Y., Wang, C.: „A 2-V 10.7 MHz CMOS Limiting Amplifier/RSSI", IEEE Journal of Solid-State Circiuts, Vol. 35, No. 10, October 2000, Pg. 1474.

[Hus98] A. Hussain: „Bias Supply for GaAs FET Power Amplfiers in 1900 MHz PCS (TDMA/CDMA) Wireless Applications", Telcom Semiconductor, 1998.

[ITRS07] International Technology Roadmap for Semiconductors, Edition 2007, Radio Frequency and Analog/Mixed Signal Technologies for Wireless Communications 2007, www.public.itrs.org.

[Kam96] K.D. Kammeyer: "Nachrichtenübertragung", B.G. Teubner Stuttgart, 1996.

[KC86] C. Kitchin, L. Counts: RMS „RMS to DC Conversion Application Guide – 2nd Edition", ANALOG DEVICES, 1986.

[Kel99] B. Kelly: „Managing noise in cell-phone handsets", MAXIM Application Note, 1999.

[KNKG05] K. Lee, I.Nam, I.Kwon, J.Gil, K. Han, S. Park, B. Seo: "The Impact of Semiconductor Technology Scaling on CMOS RF and Digital Circuits for Wireless Applications", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 52, No. 7, July 2005.

[Landman94] P. E. Landman: „Low-Power Architectural Design Methodologies", University of California at Berkeley, 1994.

[Lar98] L.E.Larson: "Integrated Circuit Technology Options for RFICs – Present Status und Future Directions", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 3, März, 1998.

[LBC05] Y. Li, B. Bakkaloglu, C. Chakrabarti: "A Comprehensive Energy Model and Energy-Quality Evaluation of Wireless Transceiver Front-Ends", Department of Electrical Engineering, Arizona State University, Tempe, AZ 85287-5706, IEEE, 2005.

[Lee04] K. Lee: The Impact of Semiconductor Scaling on CMOS Radio, Dept. of EECS and MICROS Research Center, KAIST, IEEE 2004.

[LS94] K. Laker, W. Sansen: "Design of Analog Integrated Circuits", McGraw-Hill, 1994.

[Mal06] F. Maloberti: Technolgy Scaling and CMOS Analog Design, Department of Electronics, University of Pavia, Italy, franco.maloberti@unipv.it, 2006.

[Mar1] U. Martin: Vorlesung Mobilfunksysteme, Fachhochschule Mannheim.

[Max1] „Energy management for portable systems", MAXIM Application Note.

[Max04] "Low-Noise Amplifier (LNA) Matching Techniques for Optimizing Noise Figures", MAXIM Application Note APP3169, 2004.

[Meh97] A. Mehrotra: "GSM System Engineering", Artech House Publishers, Boston, 1997.

[Mot00-1] MOTOROLA Application Note AN1599:"Power Control with the MRFIC0913 GaAs IPA and MC33169 Support IC", 2000.

[Mot00-2] MOTOROLA Application Note AN1697:"GSM900/DCS1800 Dual-Band 3.6 V Power Amplifier Solution with Open Loop Control Scheme", 2000.

[Mue03] Matthias Müller: "Entwicklung und Optimierung von Schaltungen für einen RMS-DC-Konverer zum Einsatz in mobilen Geräten", Diplomarbeit am Lehrstuhl für Informationstechnik mit dem Schwerpunkt Kommunikationselektronik, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Februar 2003.

[Nas1] E. Nash: „Measurement and Control of RF Power (Part I)", ANALOG DEVICES.

[NG99] E. Nash, J. Greichen: „Revolutionary RF IC Performs RMS-to-DC Conversion", Microwaves&RF, September 1999.

[Par01] J. D. Parsons: The Mobile Radio Propagation Channel, Second Edition, John Wiley& Sons Ltd. , Weinheim, 2001.

[Pie04] D. Pienkowski: "CMOS Low-Noise Amplifier Design for Reconfigurable Mobile Terminals", Fakultät IV Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin, Berlin, 2004.

[Rai05] D. Rairigh: Limits of CMOS Technolgoy Scaling and Technolgies Beyond CMOS, IEEE, 2005.

[Raz01] B. Razavi: Design of Analog CMOS Integrated Circuits, New York, 2001.

[RONC1] J. C. Rudell, J. Ou, S. Narayanaswami, G. Chien, et. al.: "Recent Developments in High Integration Multi-Standard CMOS Transceivers for Personal Communications Systems", Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, Universität of California at Berkley, STMicroelectronics, Hitachi, Ltd.

[RWB97] U. L.Rohde, J. Whitaker, T.T.N. Bucher: "Communications Receivers- Design and Principles – Second Edition", McGraw-Hill, New York, 1997.

[RWOG98] J.C. Rudell, J.A. Weldon, J. Ou, P. Gray: "An Integrated GSM/DECT Receiver: Design Specifications", UCB Electronics Research Laboratory Memorandum Memo: UCB/ERL M97/82April 1998.

[RWO95] S. Redl, M. Weber, M. Oliphant: „An Introduction to GSM", Artech House Publishers, Boston, 1995.

[Sch93] H. Schlitt: Regelungstechnik, Vogel Buchverlag, 2. Auflage, 1993.

[Sor1] U. Sorger: Vorlesungsscript zur Vorlesung „Mobile Kommunikation", Technische Universität Darmstadt, Fachbereich 18, Institut für Netzwerk- und Signaltheorie, Fachgebiet Grundlagen der Elektrotechnik.

[ST93] Ch. Schenk, U.Tietze: „Halbleiterschaltungstechnik", 10. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1993.

[Strat1] Stratakos, A.J.: „High-Efficiency Low-Voltage DC-DC Conversion for Portalble Applications", University of California at Berkeley.

[Ten00] Hannu Tenhunen, Royal Institute of Technology, Electronic Sytems Design Laboratory: "Technology Scaling and Its Impact to Circuit", 2000.